

6-я МЕЖДУНАРОДНАЯ КРЫМСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
"СВЧ-ТЕХНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ"
6th INTERNATIONAL CRIMEAN CONFERENCE
"MICROWAVE & TELECOMMUNICATION TECHNOLOGY"

Конференция посвящается 300-летию Российского флота
The conference is dedicated to the 300-years anniversary of the Russian fleet

КрымКо 96 CrimCo



**МАТЕРИАЛЫ
КОНФЕРЕНЦИИ
CONFERENCE
PROCEEDINGS**

19970606 098

СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
КРЫМ · УКРАИНА · 16-19 СЕНТЯБРЯ 1996 г.

SEVASTOPOL STATE TECHNICAL UNIVERSITY · CRIMEA · UKRAINE
16-19 SEPTEMBER 1996

ИЗДАНИЕ ПОДГОТОВЛЕНО
ПРЕДПРИЯТИЕМ "ВЕБЕР"

PUBLISHED BY
WEBER Co.

16-19 сентября 1996 г., Севастопольский государственный технический университет, Крым, Украина

КрымКо 96 CrisMiCo

16-19 September 1996, Sevastopol State Technical University, Crimea, Ukraine

6-я МЕЖДУНАРОДНАЯ КРЫМСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
"СВЧ-ТЕХНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ"
6th INTERNATIONAL CRIMEAN CONFERENCE
"MICROWAVE & TELECOMMUNICATION TECHNOLOGY"

Материалы конференции Conference Proceedings

Материалы 1-го семинара
"Микроволновые интегрированные телерадиоинформационные системы"
Proceedings of 1st Workshop
Microwave TV, Radio and Information Integrated Systems

Инициаторы проведения конференции

ЕРО Европейский исследовательский
офис армии США, Англия
**ГНПО
"Орион"** ГНПО "Орион" Российского НИИ
космического приборостроения,
Москва
**НИИ РЭТ
"ТОР"** НИИ радиоэлектронной техники
"ТОР" при НТУУ "КПИ", Киев,
Украина
НИИ КА НИИ комплексной автоматизации,
Донецк, Украина
СГТУ Севастопольский
государственный технический
университет, Крым, Украина
**"Теле-
Спутник"** Журнал "Теле-Спутник",
С.-Петербург, РФ
"Сатурн" АО "НПП Сатурн",
Киев, Украина

In co-operation with

**European Research Office of the
United States Army, England**
**Orion Co. of Russian SRI of space
instrumentation, Moscow**
**SRI of radioelectronics equipment
"TOR" at NTU of Ukraine "KPI", Kiev**
**Research Institute of Complex
Automation, Donetsk, Ukraine**
**Sevastopol State Technical
University, Crimea, Ukraine**
**Tele-Sputnik magazine,
St.Petersburg, Russia**
**Joint-stock company "Saturn",
Kiev, Ukraine**

Организатор конференции

Предприятие "Вебер"
335057, Севастополь, а/я 240
Телефон: 0690 424287
Факс: 0692 444768 / 473350 ВЕБЕР

In association with

Weber Co.
P.O.Box 240, Sevastopol-57, Ukraine
Fax: 38 0692 444768 / 473350
FOR WEBER

6-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'96).
Материалы конференции. Севастополь, Крым, Украина, 16-19 сентября 1996 г. 536 с.

6th International Crimean Microwave Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo'96).
Conference Proceedings. Sevastopol, Crimea, Ukraine, 16-19 September 1996. 536 pp.

Издание подготовлено предприятием "Вебер" с использованием оборудования фирм IBM, Hewlett Packard, RISO.
Published by Weber Co. using the equipment of IBM, Hewlett Packard and RISO firms.

© 1997: Weber Co.

Предисловие

Российскому флоту исполнилось 300 лет. 213 из них судьба флота тесно связана с Черноморским флотом и Севастополем. На военно-исторической сессии 6-й Международной Крымской конференции "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", которая посвящена этому славному юбилею, были представлены доклады по истории создания и развития спутниковых систем связи, навигации и радиолокационных средств Военно-Морского Флота, об истории появления и развития вычислительной техники на Черноморском флоте, а также приведены новые сведения об исследованиях изобретателя радиосвязи А.С. Попова, деятельность которого также была тесно связана с Военно-Морским Флотом и Севастополем.

В сборник материалов 6-й конференции включено 118 докладов ученых и специалистов из Украины, России, Белоруссии и Германии, в которых представлены результаты исследований и разработок как по направлениям, ставшим традиционными на Крымских конференциях (СВЧ-усилители, транзисторы и интегральные схемы; системное проектирование; подготовка инженеров по СВЧ-технике; спутниковые и наземные системы связи и вещания; СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и плазменная электроника; антенны и антенные элементы; твердотельные и электровакуумные приборы и устройства; теория электромагнитного поля и распространение радиоволн; СВЧ-измерения; производство и испытания; СВЧ-техника в медицине и промышленности; устройства и системы аналоговой и цифровой обработки СВЧ-сигналов), так и по новым направлениям, к числу которых относятся такие направления, как нанотехнология и нанoeлектроника. Впервые также в рамках конференции был проведен семинар по микроволновым интегрированным телерадиоинформационным системам (системам МИТРИС).

Благодарю всех, кто счел возможным поделиться результатами своей деятельности на нашей конференции.

Благодарю также организации, изыскавшие возможность финансирования этапов подготовки конференции: ГНПО "Орион" Российского НИИ космического приборостроения (Москва, Россия), НИИ радиоэлектронной техники "ТОР" при Национальном техническом университете Украины "КПИ" (Киев, Украина), НИИ комплексной автоматизации (Донецк, Украина). Отдельная благодарность Севастопольскому государственному техническому университету, выделившему помещения для проведения конференции, журналу "Теле-Спутник" (С.-Петербург, Россия), выступившему в качестве информационного спонсора семинара, а также фонду European Research Office of the United States Army (London, England), на средства которого издан настоящий сборник.

П.П. Ермолов
председатель Организационного и Программного комитетов

Foreword

Russian Fleet celebrated its 300th anniversary. 213 years from those 300 the Fleet's history is closely connected with the Black Sea Fleet and Sevastopol. The 6th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" is dedicated to this remarkable event. The Military-historical session of the conference presented the papers dealing with the history of creation and development of satellite communication and navigation systems and radiolocation media of the Navy, as well as those on the topic of history of computation technique advent and development on the Black Sea Fleet. The new facts about the researches of radioinventor Popov, whose activity was closely connected with the Black Sea Fleet and Sevastopol, were presented.

118 papers form the Proceedings of the 6th Conference. In those papers the scientists from Ukraine, Russia, Belarus and Germany presented the results of researches and elaborations on the trends which have become traditional for the Crimean conferences (microwave amplifiers, transistors and ICs; systems design; microwave education; satellite and terrestrial communication and broadcasting systems; very high power microwave electronics and plasma electronics; antennas and antenna elements; solid-state and vacuum devices; electromagnetic field theory and microwave propagation; microwave measurements; producing and testing; medical and industrial applications; devices and systems of analog and digital processing of microwave signals) as well as on the new ones (nanotechnology and nanoelectronics trend). For the first time parallelly with the conference a workshop on the topic of microwave TV, radio and information integrated systems (МИТРИС-systems) was held.

My gratitude to everybody who could share their knowledge with the others.

I would like to thank all the sponsoring organizations of the conference: Orion Co. of Russian SRI of space instrumentation (Moscow, Russia), SRI of radioelectronic equipment "TOR" at NTU of Ukraine "KPI" (Kiev, Ukraine), Research Institute of Complex Automation (Donetsk, Ukraine). A special word of thanks to Sevastopol State Technical University which has assigned an auditorium for the conference, to "Tele-Sputnik" magazine (St. Petersburg, Russia) for information sponsoring of the workshop and to European Research Office of United States Army (London, England) which provided funds for the Conference Proceedings publishing.

P. P. Yermolov
Conference Chairman

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

Алыбина Н.Н.
АО "РАДЕМ", Москва, РФ

Артюхов П.В.
предприятие "Вебер", Севастополь, Крым,
Украина (зам. председателя)

Афонин И.Л.
СГТУ, Севастополь, Крым, Украина

Денищенко И.Я.
НИИКА, Донецк, Украина

Ермолов П.П.
предприятие "Вебер", Севастополь, Крым,
Украина (председатель)

Ильченко М.Е.
НТУУ "КПИ", Киев, Украина

Лукьянчук А.Г.
СГТУ, Севастополь, Крым, Украина

Модельский И.
Варшавский технологический ун-т, Польша

Осокин А.В.
Черноморский флот РФ, Севастополь, Крым

Пенкин А.А.
Черноморский флот РФ, Севастополь, Крым

Сундучков К.С.
АО НПП "Сатурн", Киев, Украина

Триногга Л.
Метрополитен-университет, Лидс, Англия

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ

д.т.н. Алыбин В.Г.
ГНПО "Орион", Москва, РФ

Володин В.И.
Черноморский флот РФ, Севастополь, Крым

проф. Горобец Н.Н.
ХГУ, Харьков, Украина

к.т.н. Ермолов П.П. (председатель)
предприятие "Вебер", Севастополь, Украина

проф. Ильченко М.Е.
НТУУ "КПИ", Киев, Украина

к.т.н. Липатов А.А.
НЦ КВИУС, Киев, Украина

проф. Лобкова Л.М.
СГТУ, Севастополь, Украина

проф. Магда И.И.
ННЦ "ХФТИ", Харьков, Украина

к.ф.-м.н. Обухов И.А.
НИИ "Дельта", Москва, РФ

проф. Павленко Ю.Ф.
ГНПО "Метрология", Харьков, Украина

проф. Пименов Ю.В.
МТУСИ, Москва, РФ

проф. Прохоров Э.Д.
ХГУ, Харьков, Украина

д.т.н. Совлуков А.С.
ИПУ РАН, Москва, РФ

д.т.н. Сундучков К.С.
АО НПП "Сатурн", Киев, Украина

к.ф.-м.н. Усталов В.В.
СКТБ с ЭП ИЯИ НАН Украины, Киев

к.т.н. Шелковников Б.Н.
НТУУ "КПИ", Киев, Украина

ORGANIZING COMMITTEE

Alybina N.N.
RADEM Co., Moscow, Russia

Artyukhov P.V.
Weber Co., Sevastopol,
Crimea, Ukraine (vice-chairman)

Afonin I.L.
SSTU, Sevastopol, Crimea, Ukraine

Denishchenko I.Ya.
SRI of Complex Automation, Donetsk, Ukraine

Yermolov P.P.
Weber Co., Sevastopol,
Crimea, Ukraine (chairman)

Ilchenko M.Ye.
NTUU "KPI", Kiev, Ukraine

Lukyanchuk A.G.
SSTU, Sevastopol, Crimea, Ukraine

Modelski J.
Warsaw University of Technology, Poland

Osokin A.V.
Black Sea Fleet of Russia, Sevastopol

Penkin A.A.
Black Sea Fleet of Russia, Sevastopol

Sunduchkov K.S.
Joint-stock company "Saturn", Kiev, Ukraine

Trinogga L.
Leeds Metropolitan University, England

TECHNICAL PROGRAMME COMMITTEE

DSc. Alybin V.G.
Orion Co., Moscow, Russia

Volodin V.I.
Black Sea Fleet of Russia, Sevastopol

Prof. Gorobets N.N.
Kharkov State University, Ukraine

CSc. Yermolov P.P. (chairman)
Weber Co., Sevastopol, Crimea, Ukraine

Prof. Ilchenko M.Ye.
NTUU "KPI", Kiev, Ukraine

CSc. Lipatov A.A.
SPC KMICC, Kiev, Ukraine

Prof. Lobkova L.M.
SSTU, Sevastopol, Crimea, Ukraine

Prof. Magda I.I.
NSC "KhFTI", Kharkov, Ukraine

CSc. Obukhov I.A.
SRI "Delta", Moscow, Russia

Prof. Pavlenko Yu.F.
SSIA "Metrology", Kharkov, Ukraine

Prof. Pimenov Yu.V.
MTUCI, Moscow, Russia

Prof. Prokhorov E.D.
Kharkov State University, Ukraine

DSc. Sovlukov A.S.
Institute of Control Sciences of RAS, Moscow

DSc. Sunduchkov K.S.
Joint-stock company "Saturn", Kiev, Ukraine

CSc. Ustalov V.V.
SBDT with EP INR at NAS of Ukraine, Kiev

CSc. Shelkovnikov B.N.
NTUU "KPI", Kiev, Ukraine

Заказные и обзорные доклады Invited Papers	
Военно-историческая сессия Military-Historical Session	
СВЧ-усилители, транзисторы и интегральные схемы Microwave Amplifiers, Transistors & IC	
Системное проектирование / Подготовка инженеров по СВЧ-технике Systems Design / Microwave Education	
Спутниковые и наземные системы связи и вещания Satellite & Terrestrial Communication & Broadcasting Systems	
СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и плазменная электроника Very High Power Microwave Electronics & Plasma Electronics	
Антенны и антенные элементы Antennas & Antenna Elements	
Нанотехнология и наноэлектроника Nanotechnology & Nanoelectronics	
Твердотельные и электровакуумные приборы и устройства Solid State & Vacuum Devices	
Теория электромагнитного поля и распространение радиоволн Field Theory & Microwave Propagation	
СВЧ-измерения Microwave Measurements	
Производство и испытания Producing & Testing	
Применение СВЧ-техники в медицине и промышленности Medical & Industrial Applications	
Устройства и системы аналоговой и цифровой обработки СВЧ-сигналов Devices and Systems of Analog & Digital Processing of Microwave Signals	
Микроволновые интегрированные телерадиоинформационные системы Microwave TV, Radio and Information Integrated Systems	

Содержание

Contents

Заказные и обзорные доклады Invited Papers

МАЛОШУМЯЩИЕ ТРАНЗИСТОРЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО И СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ ДЛИН ВОЛН. МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ	
В.И. Босый, А.В. Иващук, И.Ю. Ильин, Е.М. Семашко, К.С. Сундучков.....	3
LOW-NOISE TRANSISTORS OF MILLIMETER AND SUBMILLIMETER BAND. MATERIALS AND TECHNOLOGY V.I. Bosyi, A.V. Ivashchuk, I.Yu. Il'in, E.M. Semashko, K.S. Sunduchkov	
СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗРАБОТОК ШИРОКОПОЛОСНЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ СВЧ-ДИАПАЗОНА	
А.А. Кищинский.....	10
A BROADBAND SOLID-STATE MICROWAVE POWER AMPLIFIERS - STATE-OF-THE-ART AND FUTURE A.A. Kistchinsky	
МОНОЛИТНО-ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН	
М.А. Китаев, В.П. Осипов, О.С. Орлов.....	15
MMIC COMPONENTS AND DEVICES M.A. Kitayev, V.P. Osipov, O.S. Orlov	
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ИНТЕГРАЦИЯ В МИКРОВОЛНОВОЙ ОПТОЭЛЕКТРОНИКЕ	
К.С. Сундучков, В.И. Осинский, А.А. Мерзвинский, М.Е. Ильченко, А.А. Воронько.....	25
THE FUNCTIONAL AND TECHNOLOGICAL INTEGRATION IN MICROWAVE OPTOELECTRONIC K. Sunduchkov, V. Osinsky, A. Mergvinsky, M. Ilchenko, A. Voronko	
ГЕНЕРАЦИЯ СВЧ-КОЛЕБАНИЙ В ЗАМЕДЛЯЮЩИХ ЛИНИЯХ С МАГНИТНОЙ САМОИЗОЛЯЦИЕЙ	
В.А. Балакирев, П.И. Марков, Г.В. Сотников, Ю.В. Ткач.....	34
GENERATION OF UHF OSCILLATIONS IN SLOW-WAVE STRUCTURES UNDER MAGNETIC SELF-INSULATION V.A. Balakirev, P.I. Markov, G.V. Sotnikov, Yu.V. Tkach	
ПРИНЦИП И МОДЕЛЬ КОГЕРЕНТНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ТРАНСПОРТА С САМООРГАНИЗАЦИЕЙ В НАНОСТРУКТУРАХ	
И.И. Абрамов, А.Л. Данилюк.....	45
A PRINCIPLE AND MODEL OF COHERENT ELECTRON TRANSPORT WITH SELF-ORGANIZATION IN NANOSTRUCTURES I.I. Abramov, A.L. Danilyuk	
ПРИБОРЫ НА ОСНОВЕ КВАНТОВЫХ ПРОВОДОВ: ПЕРСПЕКТИВЫ И ПРОБЛЕМЫ	
И.А. Обухов.....	55
DEVICES BASED ON QUANTUM WIRES: PERSPECTIVES AND PROBLEMS I.A. Obukhov	
СИСТЕМА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ЭКОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА	
Г.А. Морозов, Ю.Е. Седельников.....	65
DEVELOPMENT OF ECOLOGICAL ELECTROMAGNETIC MONITORING SYSTEM G.A. Morozov, Yu.E. Sedelnikov	

**ВЛИЯНИЕ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ НА СТРУКТУРНЫЕ, ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ
И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА РЯДА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
МАТЕРИАЛОВ И ПРИБОРНЫХ СТРУКТУР**

А.Е. Беляев, А.А. Беляев, Е.Ф. Венгер, И.Б. Ермолович, С.М. Комиренко,
Р.В. Конакова, В.Г. Ляпин, В.В. Миленин, И.В. Прокопенко, С.В. Свечников,
Е.А. Соловьев, Ю.А. Тхорик, М.В. Шевелев, И.И. Магда.....71

**EFFECT OF MICROWAVE RADIATION ON THE STRUCTURAL, PHYSICO-CHEMICAL
AND ELECTROPHYSICAL PROPERTIES OF A NUMBER OF SEMICONDUCTOR
MATERIALS AND DEVICE STRUCTURES**

A.E. Belayev, A.A. Belayev, E.F. Venger, I.B. Ermolovich, S.M. Komirenko,
R.V. Konakova, V.G. Lyapin, V.V. Milenin, I.V. Prokopenko, S.V. Svechnikov,
E.A. Soloviev, Yu.A. Tkhonik, I.I. Magda, M.V. Shevelev

**Военно-историческая сессия
Military-Historical Session**

**ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ.
ПОЯВЛЕНИЕ И ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ**

В.И. Володин, Д.В. Меркулов.....93
COMPUTERS ON THE BLACK SEA NAVY. ADVENT AND DEVELOPMENT
V.I. Volodin, D.V. Merkulov

**О СИСТЕМНОЙ ОРГАНИЗАЦИИ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ А.С. ПОПОВА
В ПРОЦЕССЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ ИМ РАДИОТЕЛЕГРАФА**

Е.А. Федотов.....96
ABOUT SYSTEMATIC AND ORGANIZED A.S. POPOV'S ACTIVITY
IN THE DEAL OF RADIOTELEGRAPH INVENTION
Ye.A. Fedotov

О РАННИХ ОПЫТАХ Г. МАРКОНИ В ИТАЛИИ И АНГЛИИ

Е.А. Федотов.....100
ABOUT EARLY MARCONI'S EXPERIMENTS IN ITALY AND ENGLAND
Ye.A. Fedotov

**СВЧ-усилители, транзисторы и интегральные схемы
Microwave Amplifiers, Transistors & IC**

**МАЛОШУМЯЩИЕ СВЧ ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ
И ПРИЕМО-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ МОДУЛИ**

Н.В. Шипунова, И.В. Кручинин, В.Н. Тарасов, Б.А. Зайцев, А.П. Игнатьев, В.Ф. Сальников.....107
LOW-NOISE MICROWAVE TRANSISTOR AMPLIFIERS AND RECEIVE-CONVERT MODULES
N.V. Shipunova, I.V. Kruchinin, V.N. Tarasov, V.A. Zaitsev, A.P. Ignatyev, V.F. Salnikov

**СЕРИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ
В ПЛАНАРНОМ ИСПОЛНЕНИИ ДЛЯ ДИАПАЗОНОВ 2-4, 4-8 и 8-12 ГГц**

В.Ф. Гармаш, А.А. Кищинский, Б.В. Крылов, А.Х. Насыров, Е.А. Свистов.....112
A PLANAR PACKAGED BROADBAND HYBRID POWER AMPLIFIERS
FOR 2-4, 4-8 AND 8-12 GHz FREQUENCY BANDS
V.F. Garmash, A.A. Kistchinsky, B.V. Krylov, A.H. Nasyrov, E.A. Svistov

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ДИАПАЗОНА 4-8 ГГц С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 2,5 Вт

А.А. Кищинский, А.Х. Насыров.....117
4-8 GHz POWER AMPLIFIER WITH 2.5 WATT OUTPUT POWER
A.A. Kistchinsky, A.H. Nasyrov

**УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ДЛЯ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СТАНЦИЙ
С ЧАСТОТНОЙ И АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ДИАПАЗОНА 7,9-8,7 ГГц**

А.А. Кищинский, А.Х. Насыров, Е.А. Свистов, Б.В. Крылов, Ю.Н. Пронин.....120
7,9-8,7 GHz POWER AMPLIFIER FOR RADIOLINK STATIONS
WITH FREQUENCY AND QPSK MODULATION
A.A. Kistchinsky, A.H. Nasyrov, E.A. Svistov, B.V. Krylov, Y.N. Pronin

ТРАНСИМПЕДАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С.П. Жуков, А.Т. Козлов, В.И. Хитко.....	123
TRANSIMPEDANT AMPLIFIER S.P. Zhukov, A.T. Kozlov, V.I. Hltko	

ГИБРИДНО-МОНОЛИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ САНТИМЕТРОВОГО И ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ А.В. Крутов, К.В. Дудинов.....	126
HYBRID MONOLITHIC UHF- and SHF-BAND AMPLIFIERS FOR COMMUNICATION SYSTEMS A.V. Krutov, K.V. Dudinov	

ПОЛЕВЫЕ GaAs ИОННОЛЕГИРОВАННЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С БАРЬЕРОМ ШОТКИ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ И СВЯЗИ А.В. Крутов, В.А. Митлин.....	130
ION-DOPED SHF-BAND GaAs MESFETs FOR NAVIGATION AND COMMUNICATION SYSTEMS A.V. Krutov, V.A. Mitlin	

20-ВАТТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ С-ДИАПАЗОНА И.М. Аболдуйев, Н.В. Алкеев, И.И. Кушнеренко, В.М. Миннебаев.....	136
20 W C-BAND POWER AMPLIFIER I.M. Abolduyev, N.V. Alkeev, I.I. Kushnerenko, V.M. Minnebaev	

ВОЛНОВОДНО-ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ НА ПТШ В.Н. Кочетков, Г.А. Кузнецов.....	140
LOW-NOISE FIN-LINE MESFET AMPLIFIERS V.N. Kochetkov, G.A. Kuznetsov	

УСИЛИТЕЛИ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С БАРЬЕРОМ ШОТКИ В.П. Осипов.....	144
MESFET MEDIUM POWER AMPLIFIERS V.P. Osipov	

Системное проектирование / Подготовка инженеров по СВЧ-технике Systems Design / Microwave Education

СТОХАСТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФИЛЬТРА ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА М.К. Сундучков.....	151
THE STOCHASTICAL MODEL OF THE IMAGE CHANNEL FILTER M.K. Sunduchkov	

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ СИНТЕЗА ИДЕАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ И ФИЛЬТРОВ С ДИССИПАТИВНЫМИ ПОТЕРЯМИ М.Е. Ильченко, М.Н. Гусева, Ю.В. Калининченко, А.В. Вознюк.....	155
COMPARATIVE ANALYSIS OF RESULTS OF IDEAL FILTERS' SYNTHESIS AND SYNTHESIS OF FILTERS WITH DISSIPATIVE LOSSES M.Ye. Ilchenko, M.N. Guseva, Yu.V. Kalinichenko, A.V. Voznyuk	

РАЗРАБОТКА САПР МАГНЕТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И ПРИМЕНЕНИЕ ЕЕ В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ А.В. Васянович, Д.А. Баранов.....	158
DEVELOPMENT OF CAD MAGNETRON AMPLIFIERS AND ITS APPLICATION TO EDUCATIONAL PROCESS A.V. Vasyanovich, D.A. Baranov	

ОСОБЕННОСТИ ИЗУЧЕНИЯ ТЕХНИКИ СВЧ В РАМКАХ СПЕЦИАЛЬНОСТИ "СПУТНИКОВЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ" М.Е. Ильченко, А.А. Липатов, В.Ф. Олейник.....	161
FEATURES OF STUDYING OF A MICROWAVE TECHNIQUE WITHIN THE FRAMEWORK OF A SPECIALITY "SATELLITE TELECOMMUNICATION SYSTEMS AND TECHNOLOGIES" M.Ye. Ilchenko, A.A. Lipatov, V.F. Oleynik	

Спутниковые и наземные системы связи и вещания Satellite & Terrestrial Communication & Broadcasting Systems

КОРОТКОИМПУЛЬСНАЯ СИСТЕМА ДВУСТОРОННЕЙ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ В.Е. Иващук, В.П. Прохоренко.....	167
IMPULSE RADIO TWO-WAY TELECOMMUNICATION SYSTEM V.E. Ivashchuk, V.P. Prokhorenko	
ТРЕХВАТТНЫЙ ЛИНЕЙНЫЙ ПЕРЕДАТЧИК ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН Я.М. Кемпа, З.В. Дуфанец, Ю.И. Хоменко, В.И. Гнатив, В.В. Рыцар.....	169
3W UHF LINEAR TRANSMITTER Ya.M. Kempa, Z.B. Dufanets, Yu.I. Homenko, V.I. Hnativ, V.V. Rycar	
ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ СЕТЕЙ СВЯЗИ SDH С УЧЕТОМ ЗОНОВОЙ СТРУКТУРЫ РАЗМЕЩЕНИЯ ОБСЛУЖИВАЮЩИХ ПРЕДПРИЯТИЙ В.С. Игнаткин.....	174
TECHNICAL SERVICE IN SDH NETWORK CONSIDERING THE ZONE STRUCTURE OF ENTERPRISES ARRANGEMENT V.S. Ignatkin	
ИМИТАТОР СПУТНИКОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ И.Л. Афонин, Ю.П. Михайлюк, И.Б. Савицкий.....	177
SATELLITE COMMUNICATION CHANNEL SIMULATOR I.L. Afonin, Yu.P. Mikhailyuk, I.B. Savitski	
ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОГАБАРИТНОГО ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА ДЛЯ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ Ka-ДИАПАЗОНА А.Ю. Евграфов, В.М. Миннебаев.....	179
DESIGN OF MINIATURE TRANSCEIVER FOR Ka-BAND RADIO-RELAY COMMUNICATIONS A.Yu. Yevgrafov, V.M. Minnebaev	

СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и плазменная электроника Very High Power Microwave Electronics & Plasma Electronics

ВИРКАТОР С АНОДНЫМ РЕЗОНАТОРОМ К.В. Горбачев, А.Е. Когутницкий, В.М. Михайлов, Е.В. Нестеров, С.А. Рошупкин, В.П. Шумилин.....	185
VIRKATOR WITH ANODE RESONATOR CAVITY K.V. Gorbachev, A.E. Kogutnitsky, V.M. Mikhailov, E.V. Nesterov, S.A. Roschupkin, V.P. Shumilin	
ГЕНЕРАЦИЯ МОЩНЫХ ИМПУЛЬСОВ СВЧ НА УСКОРИТЕЛЕ С ИНДУКТИВНОЙ ФОРМИРУЮЩЕЙ ЛИНИЕЙ К.В. Горбачев, И.О. Золотых, А.Л. Лисичкин, Е.В. Нестеров, В.Ю. Петров, С.Д. Плаксина, С.А. Рошупкин, В.А. Строганов, Е.В. Черных, В.П. Шумилин, Д.Г. Яковлев.....	188
HPM GENERATION ON INDUCTIVE FORMING LINE ACCELERATOR K.V. Gorbachev, E.V. Chernych, I.O. Zolotych, A.L. Lisichkin, E.V. Nesterov, V.J. Petrov, S.D. Plaksina, S.A. Roschupkin, V.A. Stroganov, V.P. Shumilin, D.G. Yakovlev	
КАЛОРИМЕТР ИМПУЛЬСНОГО СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ А.Л. Лисичкин, Е.В. Нестеров, В.А. Строганов, В.П. Шумилин.....	192
PULSED POWER MICROWAVE CALORIMETER A.L. Lisichkin, E.V. Nesterov, V.P. Shumilin, V.A. Stroganov	
ГЕНЕРАЦИЯ МОЩНЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ ИМПУЛЬСОВ ПРИ ЗАПИТКЕ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТРИОДА ОТ ИНДУКТИВНОГО НАКОПИТЕЛЯ К.В. Горбачев, А.Н. Диденко, Е.В. Нестеров, С.А. Рошупкин, В.А. Строганов, В.П. Шумилин.....	195
HIGH POWER MICROWAVE PULSES GENERATION IN REFLEX TRIODE WITH INDUCTIVE STORAGE K.V. Gorbachev, A.N. Didenko, E.V. Nesterov, S.A. Roschupkin, V.P. Shumilin, V.A. Stroganov	

СПИРАЛЬНЫЕ ЗАМЕДЛЯЮЩИЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ ГЕНЕРАТОРОВ С МАГНИТНОЙ САМОИЗОЛЯЦИЕЙ	
В.А. Балакирев, П.И. Марков, Г.В. Сотников.....	198
HELIX SLOW-WAVE STRUCTURES FOR GENERATORS WITH MAGNETIC SELF-INSULATION	
V.A. Balakirev, P.I. Markov, G.V. Sotnikov	
РАЗВИТИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА ПРИ НЕЛИНЕЙНОМ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ ВОЛН В НЕОГРАНИЧЕННОЙ ПЛАЗМЕ БЕЗ МАГНИТНОГО ПОЛЯ	
В.А. Буц, О.В. Мануйленко, В.И. Муратов, А.П. Толстолужский.....	202
DEVELOPMENT OF DYNAMICAL CHAOS UNDER NONLINEAR INTERACTION OF WAVES IN UNBOUNDED UNMAGNETIZED PLASMA	
V.A. Buts, O.V. Manuilenko, V.I. Muratov, A.P. Tolstoluzhsky	
ПУЧКОВО-ПЛАЗМЕННЫЙ ГЕНЕРАТОР-УСИЛИТЕЛЬ	
А.Ф. Алисов, А.К. Березин, А.В. Бородин, Ю.М. Ляпкало, И.Н. Онищенко, Я.Б. Файнберг.....	206
BEAM-PLASMA GENERATOR-AMPLIFIER	
A.F. Alisov, A.K. Berezin, A.V. Borodkin, Yu.M. Lyapkalo, I.N. Onishchenko, Ya.B. Fainberg	
ВОЗБУЖДЕНИЕ ЭМИ СИЛЬНОТОЧНЫМ РЭП В МАГНИТНОМ ПОЛЕ	
В.А. Балакирев, Г.Л. Сидельников.....	209
THE EMP EXCITATION BY PULSED HIGH-CURRENT REB IN A MAGNETIC FIELD	
V.A. Balakirev, G.L. Sidel'nikov	

Антенны и антенные элементы Antennas & Antenna Elements

РАСЧЕТ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКА, ВХОДНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ И ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН, РАСПОЛОЖЕННЫХ НАД МНОГОСЛОЙНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРОЙ	
С.И. Романов, В.В. Бодров, И.В. Володина.....	215
THE CALCULATION OF CURRENT DISTRIBUTION, INPUT IMPEDANCE AND PATTERN OF ANTENNAS WHICH ARE LOCATED OVER MULTILAYERED DIELECTRIC STRUCTURE	
S.I. Romanov, V.V. Bodrov, I.V. Volodina	
АНТЕННЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ. ОСОБЕННОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ	
В.Е. Иващук, В.П. Прохоренко.....	218
ANTENNAS FOR IMPULSE RADIATION. SPECIAL FEATURES OF THE PARAMETERS DETERMINATION	
V.E. Ivashchuk, V.P. Prokhorenko	
ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ЩЕЛЕВОЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ ДЛЯ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ШИРОКИМ СЕКТОРОМ СКАНИРОВАНИЯ	
А.В. Егоркин.....	222
BROADBAND SLOT LINE RADIATOR FOR WIDE-SCAN LINEAR ARRAYS	
A.V. Egorkin	
ПРОГРАММА РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ЭКВИДИСТАНТНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ	
А.В. Егоркин, С.Ю. Маслов.....	227
CALCULATION PROGRAM OF EQUALLY SPACED LINEAR ANTENNA ARRAY	
A.V. Egorkin, S.J. Maslov	
СРАВНЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ СВОЙСТВ УЗКИХ ЩЕЛЕЙ В ВОЛНОВОДАХ: ПОЛОМ, НАГРУЖЕННОМ ГРЕБЕНКОЙ ИЛИ СЛОИСТЫМ ДИЭЛЕКТРИКОМ	
Л.П. Яцук, И.В. Горбач, А.В. Жиронкина, В.А. Катрич.....	232
COMPARISON OF RESONANCE PROPERTIES OF NARROW SLOTS IN HOLLOW WAVE- GUIDES AND ONES LOADED WITH CORRUGATED SYSTEM OR LAYER DIELECTRIC	
L.P. Yatsuk, I.V. Gorbach, A.V. Zhironkina, V.A. Katrich	
ДИНАМИКА ЭМИ, ИЗЛУЧЕННЫХ АПЕРТУРНЫМИ АНТЕННАМИ, В ПЛОСКОСТЯХ, ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ РАСКРЫВУ РУПORA	
В.А. Балакирев, Г.Л. Сидельников.....	236
THE DYNAMICS OF EMP RADIATED BY APERTURE ANTENNAS IN THE PLATES, PARALLEL TO HORN OPENING	
V.A. Balakirev, G.L. Sidel'nikov	

ТРАНСФОРМАЦИЯ СПЕКТРА ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА, ИЗЛУЧЕННОГО СИММЕТРИЧНЫМ ВИБРАТОРОМ А.И. Астайкин, В.Б. Профе, К.В. Троцюк.....	240
TRANSFORMATION OF SPECTRUM OF WIDE-BAND SIGNAL, RADIATED BY SYMMETRIC DIPOLE A.I. Astaikin, V.B. Profe, K.V. Trotsyuk	
ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ КВАДРАТНЫХ И КРУГОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК СО СЛАБО ЗАПОЛНЕННОЙ АПЕРТУРОЙ Н.Н. Горобец, А.Б. Жолобенко, Ю.Н. Горобец.....	244
DIRECTIVITY CHARACTERISTICS OF THE SQUARE AND CIRCULAR ANTENNA ARRAY WITH A WEAK FILLED APERTURE N.N. Gorobets, A.B. Zholobenko, Yu.N. Gorobets	
НАПРАВЛЕННЫЕ И ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНИЧЕСКИХ РУПОРНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ С ИЗЛОМОМ УГЛА РАСТВОРА Н.Н. Горобец, В.М. Дахов.....	249
DIRECTIONAL AND POLARIZATIONAL CHARACTERISTICS OF CONICAL HORN RADIATORS WITH THE FLARE-ANGLE BREAK N.N. Gorobets, V.M. Dakhov	
ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВИБРАТОРА, ОРИЕНТИРОВАННОГО ПЕРПЕНДИКУЛЯРНО ПРЯМОУГОЛЬНОМУ ЭКРАНУ Н.П. Елисеева.....	254
RADIATION OF ELECTRIC VIBRATOR ORIENTED PERPENDICULAR TO THE RECTANGULAR SCREEN N.P. Yeliseyeva	
МОДЕЛИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В АПЕРТУРЕ ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ГЕОМЕТРИИ МАЛОГО ЗЕРКАЛА Л.М. Лобкова, А.А. Пирог, К.А. Голиков, А.В. Вовк.....	259
SIMULATION OF MAGNITUDE-PHASE DISTRIBUTIONS IN APERTURES OF DUAL-REFLECTOR AERIAL IN VIEW OF CONTRREFLECTOR GEOMETRY L.M. Lobkova, A.A. Pirog, K.A. Golikov, A.B. Vovk	
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН В ПРИБЛИЖЕНИИ ФРЕНЕЛЯ Л.М. Лобкова, А.А. Савочкин, Г.В. Ступаков.....	263
DETERMINATIONS OF RADIATION CHARACTERISTICS OF DUAL-REFLECTOR AERIAL IN FRISHNEL APPROACH L.M. Lobkova, A.A. Savochkin, G.V. Stupacov	
МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАМОЧНЫХ АНТЕНН Л.М. Лобкова, М.Б. Проценко, О.А. Посный.....	267
MODELLING OF CHARACTERISTICS OF FRAME AERIALS L.M. Lobkova, M.B. Protsenko, O.A. Posny	
КОМПЬЮТЕРНЫЙ АНАЛИЗ ДИАПАЗОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫХ РЕШЕТОК БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ Н.Н. Горобец, Ю.Н. Горобец, В.М. Дахов, А.Б. Жолобенко, В.А. Катрич, В.И. Кийко, В.С. Попов, В.Я. Безлюдько, С.Г. Бондарь, Т.Н. Яцюк.....	272
COMPUTER ANALYSIS OF BAND CHARACTERISTICS OF TRAVELLING WAVE ANTENNA ARRAYS N.N. Gorobets, Yu.N. Gorobets, V.M. Dakhov, A.B. Zholobenko, V.A. Katrich, V.I. Kiyko, V.S. Popov, V.Ya. Bezludko, S.G. Bondar, T.N. Yatsuk	
АНАЛИЗ Т-СОЕДИНЕНИЯ П-ВОЛНОВОДА С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ В Е-ПЛОСКОСТИ В.Г. Крыжановский, Ю.В. Рассохина.....	277
ANALYSIS OF E-PLANE TEE OF П-SHAPED AND RECTANGULAR WAVEGUIDES V.G. Kryzhanovsky, Yu.V. Rassokhina	

Нанотехнология и наноэлектроника Nanotechnology & Nanoelectronics

ПЛАЗМОХИМИЧЕСКИЙ РЕАКТОР С ЗАМКНУТЫМ ДРЕЙФОМ ЭЛЕКТРОНОВ ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА ЭЛЕМЕНТОВ С СУБМИКРОННЫМИ РАЗМЕРАМИ В.М. Коновал, В.В. Усталов, О.А. Федорович.....	285
PLASMOCHEMICAL REACTOR WITH CLOSED ELECTRON DRIFT FOR THE PRODUCING OF ELEMENTS WITH SUBMICRON SIZES V.M. Konoval, V.V. Ustalov, O.A. Fedorovich	

ПЛАЗМОХИМИЧЕСКАЯ ТЕХНОЛОГИЯ В ПРОИЗВОДСТВЕ СВЧ-УСТРОЙСТВ С СУБМИКРОННЫМИ РАЗМЕРАМИ ЭЛЕМЕНТОВ В.М. Коновал, В.В. Усталов, О.А. Федорович.....	288
PLASMOCHEMICAL TECHNOLOGY IN PRODUCING OF SHF-DEVICES WITH ELEMENTS OF SUBMICRON SIZES V.M. Konoval, V.V. Ustalov, O.A. Fedorovich	
ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДИОДОВ С ДВУХБАРЬЕРНОЙ КВАНТОВОЙ СТРУКТУРОЙ НА РАБОТУ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ НА ИХ ОСНОВЕ С.И. Санин, Э.Д. Прохоров, А.В. Дядченко.....	291
THE DOUBLE-BARRIER QUANTUM WELL PARAMETERS INFLUENCE TO WORK OF FREQUENCY MULTIPLIERS ON THEIR BASE S.I. Sanin, E.D. Prokhorov, A.V. Diadchenko	
КОМПЛЕКС ПРОГРАММ МОДЕЛИРОВАНИЯ НАНОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ НА ОСНОВЕ ЭФФЕКТОВ ОДНОЭЛЕКТРОННОГО И РЕЗОНАНСНОГО ТУННЕЛИРОВАНИЯ И.И. Абрамов, И.А. Гончаренко, Е.Г. Новик, И.В. Шеремет.....	294
A SIMULATOR FOR COULOMB BLOCKADE AND RESONANT TUNNELING DEVICES I.I. Abramov, I.A. Goncharenko, E.G. Novik, I.V. Sheremet	
ЭКСИТОНЫ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИНЖЕКЦИОННЫХ ЛАЗЕРАХ НА ОСНОВЕ КВАНТОВО-РАЗМЕРНЫХ СТРУКТУР В.М. Ванцан, А.Г. Пашченко.....	299
EXITONS IN SEMICONDUCTOR INJECTION LASERS ON QUANTUM WELL STRUCTURE BASIS V.M. Vantsan, A.G. Pashchenko	
CARRIER TRANSPORT PHENOMENA IN SCH QUANTUM WELL LASER DIODES FOR MICROWAVE FIBER OPTIC TELECOMMUNICATIONS SYSTEMS W. Freude, I.A. Sukhoivanov.....	303
ЭФФЕКТЫ ПЕРЕНОСА НОСИТЕЛЕЙ В КВАНТОВОРАЗМЕРНЫХ ЛАЗЕРНЫХ ДИОДАХ С РАЗДЕЛЬНЫМ ОГРАНИЧЕНИЕМ ДЛЯ ОПТОВОЛОКОННЫХ СИСТЕМ С СВЧ-ПОДНЕСУЩЕЙ В. Фройде, И.А. Сухоиванов	
ФЛУКТУАЦИОННО-РЕЛАКСАЦИОННАЯ НЕУСТОЙЧИВОСТЬ И ГЕНЕРАЦИЯ БЕЛОГО ШУМА В РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНОЙ СТРУКТУРЕ О.Т. Гаврилов, И.И. Квяткевич, И.А. Обухов.....	308
FLUCTUATION-RELAXATION INSTABILITY AND WHITE NOISE GENERATION IN RESONANT-TUNNELING STRUCTURE O.T. Gavrilov, I.I. Kvjatkevich, I.A. Obukhov	

Твердотельные и электровакуумные приборы и устройства Solid State & Vacuum Devices

МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕКСАФЕРРИТОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ М.Ю. Колединцева.....	315
MODULATION AND DEMODULATION OF MILLIMETRE WAVE SIGNALS USING HEXAGONAL FERRITE RESONATORS M.Yu. Koledintseva	
ФОТОПРОВОДИМОСТЬ АРСЕНИД-ГАЛЛИЕВОГО ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ, УПРАВЛЯЕМОГО ЛАЗЕРНЫМ ИМПУЛЬСОМ Н.И. Белецкий.....	319
PHOTOCONDUCTIVITY OF GaAs SWITCH CONTROLLED BY A LASER IMPULSE N.I. Beletsky	
ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ДИОДЕ ГАННА С ТУННЕЛЬНЫМ КАТОДОМ Ю.В. Аркуша, Э.Д. Прохоров, И.П. Стороженко.....	322
THE PHYSICAL PROCESSES OF HIGH FREQUENCY IN GUNN DIODES WITH TUNNEL CATHODE Yu.V. Arkusha, E.D. Prokhorov, I.P. Storozhenko	

КАТОДНЫЕ КОНТАКТЫ ДЛЯ КОРОТКИХ ДИОДОВ ГАННА Ю.В. Аркуша.....	325
DIFFERENT CATHODE CONTACTS FOR THE SHORT GUNN DIODES Yu.V. Arkusha	
МОДУЛЯЦИЯ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ ДИОДАМИ НА ОСНОВЕ GaAs:Cr О.В. Боцула, Л.И. Калмыкова, В.В. Медведев, Э.Д. Прохоров.....	328
THE MODULATION OF HF RADIATION BY GaAs:Cr DIODES O.V. Botsula, L.I. Kalmikova, V.V. Medvedev, E.D. Prokhorov	
МОДЕЛИРОВАНИЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ ТОКА В ДИОДАХ НА GaAs:Cr О.В. Боцула, Э.Д. Прохоров.....	331
THE SIMULATION OF STOCHASTIC OSCILLATIONS IN GaAs:Cr DIODES O.V. Botsula, E.D. Prokhorov	
ГАРМОНИЧЕСКИЙ СМЕСИТЕЛЬ С ВЫСОКОЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТОЙ К.С. Сундучков, В.Л. Ломака, В.В. Галицын, М.К. Сундучков.....	334
HARMONIC MIXER WITH HIGH INTERMEDIATE FREQUENCY K. Sunduchkov, V. Lomaka, V. Galitzin, M. Sunduchkov	
МОДЕЛЬ МОНТЕ КАРЛО ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ШУМОВЫХ И УСИЛИТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛЕВЫХ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ С.А. Зуев, А.А. Шадрин.....	337
THE MONTE CARLO MODEL FOR INVESTIGATION OF THE NOISE AND AMPLIFYING PROPERTIES OF FIELD MICROWAVES TRANSISTOR S.A. Zuev, A.A. Shadrin	
АРСЕНИД-ГАЛЛИЕВЫЕ ДИОДЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН Ю.И. Чеченин, А.В. Шабанов, О.С. Орлов.....	340
MM-WAVE GaAs DIODES Yu.I. Chechenin, A.B. Shabanov, O.S. Orlov	
МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ СО ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ НА ГАРМОНИКАХ В.Г. Крыжановский, И.Н. Шевченко, А.Э. Роменский.....	346
METHOD OF MODELLING OF AMPLIFIERS WITH HARMONICAL INTERACTION V.G. Kryzhanovsky, I.N. Shevchenko, A.E. Romensky	
АНАЛИЗ МНОГОСИГНАЛЬНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ЛЭВ В.А. Конкин.....	352
TRAVELLING-WAVE TUBE MULTISIGNAL OPERATION ANALYSIS V.A. Konkin	
ВЛИЯНИЕ ТОЛЩИНЫ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАНСНОГО ГЕНЕРАТОРА О-ТИПА С ПРОФИЛИРОВАННЫМ МАГНИТОСТАТИЧЕСКИМ ПОЛЕМ Е.Н. Одаренко, А.А. Шматько.....	355
EFFECT OF THE BEAM THICKNESS ON CHARACTERISTICS OF RESONANT O-TYPE OSCILLATOR WITH PROFILED DC MAGNETIC FIELD E. Odarenko, A. Shmat'ko	
УСЛОВИЯ ГЕНЕРАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ В СПИРАЛЬНОМ РАСПРЕДЕЛЕННОМ РЕЗОНАТОРЕ А.И. Астайкин, А.Ф. Липатов, В.Б. Профе.....	357
GENERATION CONDITIONS OF RF WAVES IN HELIX DISTRIBUTED RESONATOR A.I. Astaykin, A.F. Lipatov, V.B. Profe	

Теория электромагнитного поля и распространение радиоволн Field Theory & Microwave Propagation

РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ, РАСПОЛОЖЕННЫХ ПОД МНОГОСЛОЙНЫМИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ УКРЫТИЯМИ РАЗЛИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИИ В.В. Бодров, И.В. Суркова, В.И. Сурков.....	365
THE CALCULATION OF ENERGY CHARACTERISTICS OF RADIATORS UNDER MULTILAYERED DIELECTRIC RANDOMS WITH VARIOUS GEOMETRY V.V. Bodrov, I.V. Sourkova, V.I. Sourkov	

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СВЧ-ЭНЕРГИИ В ТЕПЛО ДЛЯ НАГРЕВА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЫ О.В. Чернова, В.В. Бодров.....	370
A MATHEMATICAL MODEL OF THE SYSTEM FOR TRANSFORMATION OF THE MICROWAVE FIELD IN THE HEAT TO WARM DIELECTRIC PLATE O.V. Chernova, V.V. Bodrov	
ДИФРАКЦИЯ КОРОТКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ЩЕЛИ А.М. Лерер, Ю.М. Нойкин, С.М. Цветковская.....	375
NARROW ELECTROMAGNETIC PULSE DIFFRACTION BY SLOT A.M. Lerer, Yu.M. Noykin, S.M. Tsvetkovskaya	
ИССЛЕДОВАНИЕ СЛОЖНЫХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУР МЕТОДОМ ПОЛУОБРАЩЕНИЯ И.В. Донец, А.М. Лерер, С.М. Цветковская.....	380
RESEARCH OF MICROWAVE COMPLEX WAVEGUIDE STRUCTURES BY A METHOD OF THE SEMI-INVERSION I.V. Donets, A.M. Lerer, S.M. Tsvetkovskaya	
МНОГОСЛОЙНЫЕ ПОГЛОЩАЮЩИЕ СТРУКТУРЫ О.С. Островский, А.С. Сорока, А.А. Шматько.....	384
MULTILAYER ABSORB STRUCTURES O. Ostrovsky, A. Soroka, A. Shmat'ko	
ОПЕРАТОРНЫЙ МЕТОД В ЗАДАЧЕ ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА ПОЛУБЕСКОНЕЧНОЙ СИСТЕМЕ ДИАФРАГМ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С.А. Погарский.....	387
OPERATOR METHOD IN PROBLEM OF EM WAVES DIFFRACTION ON SEMI-INFINITE DIAPHRAGMS SYSTEM IN RECTANGULAR WAVEGUIDE S.A. Pogarsky	
ВОЗБУЖДЕНИЕ МНОГОМОДОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С.А. Погарский, А.А. Звягинцев, И.И. Сапрыкин, Е.А. Шаулов, Б.Д. Труфанов.....	390
MULTIMODE MICROWAVE RESONATORS EXCITING S.A. Pogarsky, A.A. Zvjagintsev, I.I. Saprykin, E.A. Shaulov, B.D. Trufanov	
ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ВОЛНОВОДНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ В РЕШЕТКЕ, РАСПОЛОЖЕННОЙ НА ГРАНИ БЕСКОНЕЧНОГО КЛИНА Е.М. Привалов.....	393
INTERACTION OF WAVEGUIDE RADIATORS IN THE GRATING DISPOSED ON THE SIDE OF INFINITE WEDGE E.M. Privalov	
ИССЛЕДОВАНИЯ ПОЛЕЙ ВБЛИЗИ КАУСТИКИ И.П. Козлов.....	395
NEAR CAUSTIC FIELDS INVESTIGATIONS I.P. Kozlov	
ВОЗМУЩЕНИЯ В СРЕДНЕШИРОТНОЙ D-ОБЛАСТИ ИОНОСФЕРЫ ВО ВРЕМЯ МАГНИТНЫХ БУРЬ И СОЛНЕЧНЫХ ВСПЫШЕК А.М. Гоков, О.Ф. Тырнов.....	398
DISTURBANCES IN MIDMULTITUDINAL IONOSPHERIC D-REGION DURING MAGNETIC STORMS AND SOLAR FLARES A.M. Gokov, O.F. Tyrnov	
ФЛУКТУАЦИИ ТЕМПЕРАТУРЫ АНТЕННЫ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ ВСПЛЕСКАМИ ДЕЦИМЕТРОВОГО СПОРАДИЧЕСКОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ СРЕДНЕШИРОТНОЙ ИОНОСФЕРЫ И.И. Капанин, В.Т. Розуменко, О.Ф. Тырнов.....	401
ANTENNA TEMPERATURE FLUCTUATIONS DUE TO SPORADIC BURSTS OF DECIMETER RADIO EMISSION FROM THE MIDLATITUDE IONOSPHERE I.I. Kapanin, V.T. Rozumenko, O.F. Tyrnov	

**ДИСПЕРСИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ
В НЕОДНОРОДНЫХ ПЛАЗМЕННЫХ СРЕДАХ**

- О.В. Лазоренко, Л.Ф. Черногор.....404**
DISPERSIVE DISTORSION OF HIGH-FREQUENCY ULTRAWIREBAND SIGNALS
IN HETEROGENEOUS PLASMA MEDIUM
O.V. Lazorenko, L.F. Chernogor

**СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ ЕСТЕСТВЕННОГО И ИСКУССТВЕННОГО
ПРОИСХОЖДЕНИЯ В ОКОЛОЗЕМНОМ КОСМИЧЕСКОМ ПРОСТРАНСТВЕ**

- О.В. Лазоренко, Л.Ф. Черногор.....407**
NATURAL AND ARTIFICIAL ULTRAWIREBAND SIGNALS IN NEAR-TO-EARTH SPACE
O.V. Lazorenko, L.F. Chernogor

**СВЧ-измерения
Microwave Measurements**

**ОБ УЧАСТИИ УКРАИНЫ В РАБОТЕ МЕЖДУНАРОДНОЙ ОРГАНИЗАЦИИ
КООМЕТ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ**

- Ю.Ф. Павленко.....411**
ABOUT THE PARTICIPATION OF UKRAINE IN THE WORK OF THE INTERNATIONAL
ORGANIZATION COOMET IN THE FIELD OF ELECTRONIC MEASUREMENTS
Yu.F. Pavlenko

**ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ И КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ
МАГНИТОДИЭЛЕКТРИКОВ НА СВЧ**

- В.В. Чижов.....414**
THE MAGNETODIELECTRIC PARAMETERS MEASUREMENT
AND TESTING ERRORS ON SHF
V.V. Chizhov

ФАЗОИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА СВЧ-ДИАПАЗОНА

- Ю.П. Михайлюк.....417**
MICROWAVE PHASE MEASURING SYSTEM
Yu.P. Mikhailyuk

**УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ЗОНДОВЫЕ УСТРОЙСТВА ШИРОКОГО ПРИМЕНЕНИЯ
ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ
КРИСТАЛЛОВ МОНОЛИТНЫХ СВЕРХБЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ
ЦИФРОВЫХ МИКРОСХЕМ, АНАЛОГОВЫХ МОНОЛИТНЫХ МИКРОСХЕМ
И ТРАНЗИСТОРОВ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ GaAs**

- В.Е. Ионов, И.М. Аболдуйев, А.М. Зубков, В.Е. Дединец.....419**
THE UNIVERSAL MICROWAVE TEST PROBE SYSTEM FOR MEASUREMENT
OF MONOLITHIC CIRCUITS PARAMETERS AND GaAs TRANSISTORS
WITH FREQUENCY BAND UP TO 20 GHz
V.E. Ionov, I.M. Abolduyev, A.M. Zubkov, V.E. Dedinets

**Производство и испытания
Producing & Testing**

**МОДЕРНИЗАЦИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ
РЕАКТОРАМИ НОВЫХ ТИПОВ С УПРАВЛЯЕМЫМИ МАГНИТНЫМИ ПОЛЯМИ**

- В.П. Катюха, Г.С. Кириченко, В.М. Коновал, В.В. Усталов, О.А. Федорович.....427**
MODERNISATION OF INDUSTRY PLANTS OF PLASMOCHEMICAL TREATMENT
BY THE NOVEL TYPE REACTORS WITH CONTROLLED MAGNETIC FIELDS
V.P. Katukha, G.S. Kirichenko, V.M. Konoval, V.V. Ustalov, O.A. Fedorovich

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОНИКНОВЕНИЯ МИКРОВОЛНОВОГО
ИЗЛУЧЕНИЯ В ЭКРАНИРОВАННУЮ РЗА ЧЕРЕЗ ОТКРЫТЫЕ РАЗЪЕМЫ**

- И.Н. Гришняев, А.Н. Козлов, В.А. Тургенев.....430**
GENERATION OF ELECTRON BEAMS IN HIGH POWER MICROWAVE SOURCES
IN EXPLOSIVE COMPRESSION EXPERIMENTS
I.N. Grishnyayev, A.N. Kozlov, V.A. Turgenev

ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА СТОЙКОСТЬ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ В.В. Старостенко, Е.В. Григорьев, Е.П. Таран.....	433
THE INFLUENCE OF ELECTROMAGNETIC FIELDS ON RESISTANCE OF INTEGRATED CIRCUITS V.V. Starostenko, Ye.V. Grygoriev, Ye.P. Taran	
ДИНАМИКА ДЕГРАДАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ Е.П. Таран, В.В. Старостенко, Е.В. Григорьев, А.А. Борисов.....	437
THE DYNAMICS OF DEGRADATION EFFECTS IN INTEGRATED CIRCUITS Ye.P. Taran, V.V. Starostenko, Ye.V. Grygoriev, A.A. Borisov	
ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ УЛЬТРАКОРОТКОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ НА РЭА СВЧ-ДИАПАЗОНА Н.П. Гадецкий, К.А. Кравцов, И.И. Магда, Ю.П. Прокопенко, Г.В. Скачек, В.И. Чумаков, В.Е. Новиков, Ю.В. Ткач.....	441
STUDIES ON INTERFERENCE OF ELECTROMAGNETIC RADIATION OF ULTRASHORT DURATION PULSE ON UHF ELECTRONIC DEVICES V.I. Chumakov, N.P. Gadetsky, K.A. Kravtsov, I.I. Magda, Yu.V. Prokopenko, G.V. Skachek, V.E. Novikov, Yu.V. Tkach	
СТРУКТУРА КОМПЛЕКСА ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННО-ЛИТОГРАФИЧЕСКИМ ПРОЦЕССОМ И СОВРЕМЕННЫЕ КОНЦЕПЦИИ ИХ РЕШЕНИЯ А.А. Мерзвинский, В.И. Осинский, Ф.И. Коржинский.....	447
SOLVING OF PROBLEMS OF TASKS OF ELECTRON-LITOGRAPHIC PROCESS CONTROL. MODERN CONCEPTS A. Mergvinsky, V. Osinsky, F. Corjinsky	
МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ РЕАЛИЗАЦИИ АКУСТООПТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ В.В. Данилов.....	452
MATERIALS AND TECHNOLOGY FOR ACOUSTOOPTICAL DEVICES MANUFACTURE V.V. Danilov	

Применение СВЧ-техники в медицине и промышленности Medical & Industrial Applications

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛАЖНОСТИ ЗЕРНА МИКРОВОЛНОВЫМ МЕТОДОМ И.В. Брагин, В.П. Сгибнев, С.И. Брагин, В.С. Рабинович, И.А. Желтиков.....	459
EXPERIMENTAL RESEARCH OF GRAIN MOISTURE CONTENT USING MICROWAVE METHOD I.V. Bragin, V.P. Sgibnev, S.I. Bragin, V.S. Rabinovich, I.A. Zheltikov	
ВЛИЯНИЕ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЙ НА ЖИЗНЕСПОСОБНОСТЬ ПОРОД И ГИБРИДОВ ТУТОВОГО ШЕЛКОПРЯДА В.Г. Шахбазов, Л.М. Чепель, Н.Н. Горобец, В.И. Кийко, Ю.Г. Шкорбатов, В.А. Грабина.....	461
INFLUENCE OF MICROWAVE IRRADIATION ON VIABILITY OF STOCKS AND HYBRIDS OF SILKWORM V.G. Shakhbazov, L.M. Chepel, N.N. Gorobets, V.I. Kiyko, Yu.G. Shkorbatov, V.A. Grabina	
ВЛИЯНИЕ МИКРОВОЛН РАЗЛИЧНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ НА БИОЛОГИЧЕСКИЕ КАЧЕСТВА СЕМЯН В.Г. Шахбазов, Л.М. Чепель, Н.Н. Горобец, В.И. Кийко, Л.М. Снопик, Л.Ф. Кучин, В.А. Грабина, Ю.Г. Шкорбатов.....	463
INFLUENCE OF THE MICROWAVES OF DIFFERENT POLARIZATION ON BIOLOGICAL QUALITY OF SEEDS V.G. Shakhbazov, L.M. Chepel, N.N. Gorobets, V.I. Kiyko, L.M. Snopik, L.F. Kuchin, V.A. Grabina, Yu.G. Shkorbatov	
ВЛИЯНИЕ КВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ СОСТОЯНИЕ ЯДЕР КЛЕТОК ЧЕЛОВЕКА Ю.Г. Шкорбатов, В.Г. Шахбазов, Н.Н. Григорьева, В.А. Грабина, А.М. Богославский.....	466
INFLUENCE OF MICROWAVE IRRADIATION ON THE ENERGETICAL STATE OF HUMAN CELL NUCLEI Yu.G. Shkorbatov, V.G. Shakhbazov, N.N. Grigoryeva, V.A. Grabina, A.M. Bogoslavsky	

МИКРОВОЛНОВОЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ РАС- ПЛАВЛЕННОГО МЕТАЛЛА. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ И.В. Брагин, В.П. Сгибнев, С.И. Брагин, И.А. Желтиков, Ю.Б. Брагина, В.Ф. Михайлов, А.Т. Алексеев.....	469
MICROWAVE RADIOMETRIC METHOD OF MEASUREMENT OF A MELTED METAL TEMPERATURE. RESULTS OF EXPERIMENTAL RESEARCHES I.V. Bragin, V.P. Sgibnev, S.I. Bragin, I.A. Zheltikov, Yu.B. Bragina, V.F. Mikhailov, A.T. Alekseev	
ТОЧНЫЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МАЛЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ НАНОСЕКУНДНЫЕ ИМПУЛЬСЫ И.В. Брагин, А.А. Морозов, С.И. Брагин, В.П. Сгибнев, В.Ф. Михайлов.....	472
PRECISE RADIOLOCATIONAL METER OF SMALL DISTANCES WITH NANOSECOND PULSES USING I.V. Bragin, A.A. Morozov, S.I. Bragin, V.P. Sgibnev, V.F. Mikhailov	
ПЛОСКИЕ СИСТЕМЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН ДЛЯ НАГРЕВА ДИЭЛЕКТРИКОВ К.П. Яцук, Р.Р. Швелидзе.....	476
PLANAR SYSTEMS OF SURFACE WAVES FOR DIELECTRIC HEATING K.P. Yatsuk, R.R. Shvelidze	
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА СФОКУСИРОВАННОЙ АПЕРТУРЫ ДЛЯ СВЧ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК Г.А. Морозов, О.В. Потапова, Ю.Е. Седельников.....	478
USE OF THE FOCUSED METHOD OF APERTURE FOR MICROWAVES-TECHNOLOGICAL INSTALLATIONS G.A. Morozov, O.V. Potapova, Yu.E. Sedelnikov	
СИНТЕЗ МНОГОЗОНДОВЫХ РАДИОВОЛНОВЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН С ПОВЫШЕННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ А.С. Совлуков.....	483
MULTIPROBE MICROWAVE SENSORS DESIGN FOR MEASUREMENTS OF NONELECTRICAL QUANTITIES WITH IMPROVED SENSIVITY A.S. Sovlucov	
ОПТИЧЕСКИЙ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ДАТЧИК ДЛЯ ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЯ ВЫБРОСОВ ПЫЛИ ПРОМЫШЛЕННЫМИ ПРЕДПРИЯТИЯМИ В.В. Евдокимов, И.Ф. Демьянков.....	485
OPTICAL HIGH-SPEED SENSOR FOR ROUTINE MONITORING OF DUST DISCHARGED BY INDUSTRIAL ENTERPRISES V.V. Evdokimov, I.F. Demjankov	

Устройства и системы аналоговой и цифровой обработки СВЧ-сигналов Devices and Systems of Analog & Digital Processing of Microwave Signals

ОБОРУДОВАНИЕ И МЕТОДЫ ДЛЯ РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ ШУМОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ И АТМОСФЕРЫ И.В. Брагин, А.А. Морозов, С.И. Брагин, В.П. Сгибнев, К.А. Победоносцев, В.Ф. Михайлов.....	491
EQUIPMENT AND METHODS FOR RADIOMETRIC MEASUREMENT OF SURFACE AND ATMOSPHERE NOISE RADIATION I.V. Bragin, A.A. Morozov, S.I. Bragin, V.P. Sgibnev, K.A. Pobedonostsev, V.F. Mikhailov	
ПРИЕМ И ОБРАБОТКА ДАННЫХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ, ПОСТУПАЮЩИХ СО СПУТНИКА "СИЧ-1" ПО КАНАЛУ 466,5 МГц В.В. Балабанов, В.Ф. Кулишенко, А.Б. Малков.....	494
RECEPTION AND PROCESSING OF THE EARTH REMOTE SENSING DATA, COMING FROM THE "SICH-1" SATELLITE ON THE CHANNEL OF 466,5 MHz V.V. Balabanov, V.F. Kulishenko, A.B. Malkov	
ДВУХПЕТЛЕВОЙ ДЕМОДУЛЯТОР ЧМ-СИГНАЛОВ Ю.Л. Лопарев, И.К. Саттаров, М.Ф. Тютин.....	496
THE DOUBLE-LOOP FREQUENCY DEMODULATOR Yu.L. Loparev, I.K. Sattarov, M.F. Tyukhtin	

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ КАСКАДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ В.Н. Бронников, И.Я. Денищенко, В.И. Литвиненко.....	498
DIGITAL METHODS OF TRACKING AND FOCUSING IN REPRODUCTION LASER SYSTEMS V.N. Bronnikov, I.Ya. Denishchenko, V.I. Litvinenko	

АНАЛИЗ ПУТЕЙ ОПТИМИЗАЦИИ ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ Л.М. Лобкова, В.М. Иськив.....	502
WAYS OF OPTIMIZATION OF DEMODULATORS OF SATELLITE TV SIGNALS L.M. Lobkova, V.M. Iskiv	

THEORETICAL GAME SYNTHESIS OF SYSTEMS WITH ADAPTIVE PARALLEL PROCESSING OF IMAGE SIGNALS V.K. Marigodov, I.L. Afonin.....	507
ТЕОРЕТИКО-ИГРОВОЙ СИНТЕЗ СИСТЕМ С АДАПТИВНОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ В.К. Маригодов, И.Л. Афонин	

Микроволновые интегрированные телерадиоинформационные системы Microwave TV, Radio and Information Integrated Systems

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ MMDS ДЛЯ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ А.Ю. Аtrashевич.....	517
APPLICATION OF MMDS SYSTEM FOR TV-SIGNALS PROPAGATION A.Yu. Atrashkevich	

МНОГОКАНАЛЬНАЯ СИСТЕМА РАЗДАЧИ СПУТНИКОВЫХ, ЭФИРНЫХ И СТУДИЙНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРОГРАММ НА СВЧ Т.Н. Нарытник, В.Н. Галич.....	522
CENTRE OF RECEIVING AND DISTRIBUTION OF SATELLITE, BROADCASTING AND STUDIO PROGRAMS AT FREQUENCY BAND OF 11,7-15,5 GHz T.N. Narytnik, V.N. Galich	

ЗАДАЧИ ИНТЕГРАЦИИ ВЕЩАНИЯ И СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МИКРОВОЛНОВЫХ ИНТЕГРИРОВАННЫХ ТЕЛЕРАДИОИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ Т.Н. Нарытник, В.Л. Булгач.....	529
TASK OF COMMUNICATION AND BROADCASTING INTEGRATION USING MICROWAVE INTEGRATED TV, RADIO AND INFORMATION SYSTEMS T.N. Narytnik, V.L. Bulgach	

ОСОБЕННОСТИ И ПЕРСПЕКТИВЫ МИКРОВОЛНОВОЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ ТЕЛЕРАДИОИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ СО СВОБОДНЫМ РАСПРОСТРАНЕНИЕМ РАДИОВОЛН Т.Н. Нарытник, В.Л. Булгач, В.Н. Галич.....	533
FEATURES AND OUTLOOKS OF MICROWAVE INTEGRATED TV, RADIO AND INFORMATION SYSTEM WITH WAVES PROPAGATION IN FREE SPACE T.N. Narytnik, V.L. Bulgach, V.N. Galich	

Алфавитный список авторов

(указана первая фамилия)

	стр		стр		стр
Аболдуев И.М.	136	Зуев С.А.	337	Романов С.И.	215
Абрамов И.И.	45	Иващук В.Е.	167	Санин С.И.	291
Абрамов И.И.	294	Иващук В.Е.	218	Совлуков А.С.	483
Алисов А.Ф.	206	Игнаткин В.С.	174	Старостенко В.В.	433
Аркуша Ю.В.	322	Ильченко М.Е.	155	Сундучков К.С.	25
Аркуша Ю.В.	325	Ильченко М.Е.	161	Сундучков К.С.	334
Астайкин А.И.	240	Ионов В.Е.	419	Сундучков М.К.	151
Астайкин А.И.	357	Капанин И.И.	401	Таран Е.П.	437
Атрашкевич А.Ю.	517	Катюха В.П.	427	Федотов Е.А.	96
Афонин И.Л.	177	Кемпа Я.М.	169	Федотов Е.А.	100
Балабанов В.В.	494	Китаев М.А.	15	Фройде В.	303
Балакирев В.А.	34	Кищинский А.А.	10	Чернова О.В.	370
Балакирев В.А.	198	Кищинский А.А.	117	Чеченин Ю.И.	340
Балакирев В.А.	209	Кищинский А.А.	120	Чижов В.В.	414
Балакирев В.А.	236	Козлов И.П.	395	Шахбазов В.Г.	461
Белецкий Н.И.	319	Колединцева М.Ю.	315	Шахбазов В.Г.	463
Беляев А.Е.	71	Конкин В.А.	352	Шипунова Н.В.	107
Бодров В.В.	365	Коновал В.М.	285	Шкорбатов Ю.Г.	466
Босый В.И.	3	Коновал В.М.	288	Яцук К.П.	476
Боцула О.В.	328	Кочетков В.Н.	140	Яцук Л.П.	232
Боцула О.В.	331	Крутов А.В.	126		
Брагин И.В.	459	Крутов А.В.	130		
Брагин И.В.	469	Крыжановский В.Г.	277		
Брагин И.В.	472	Крыжановский В.Г.	346		
Брагин И.В.	491	Лазоренко О.В.	404		
Бронников В.Н.	498	Лазоренко О.В.	407		
Буц В.А.	202	Лерер А.М.	375		
Ванцан В.М.	299	Лисичкин А.Л.	192		
Васянович А.В.	158	Лобкова Л.М.	259		
Володин В.И.	93	Лобкова Л.М.	263		
Гаврилов О.Т.	308	Лобкова Л.М.	267		
Гадецкий Н.П.	441	Лобкова Л.М.	502		
Гармаш В.Ф.	112	Лопарев Ю.Л.	496		
Гоков А.М.	398	Маригодов В.К.	507		
Горбачев К.В.	185	Мержвинский А.А.	447		
Горбачев К.В.	188	Михайлюк Ю.П.	417		
Горбачев К.В.	195	Морозов Г.А.	65		
Горобец Н.Н.	244	Морозов Г.А.	478		
Горобец Н.Н.	249	Нарытник Т.Н.	522		
Горобец Н.Н.	272	Нарытник Т.Н.	529		
Гришняев И.Н.	430	Нарытник Т.Н.	533		
Данилов В.В.	452	Обухов И.А.	55		
Донец И.В.	380	Одаренко Е.Н.	355		
Евграфов А.Ю.	179	Осипов В.П.	144		
Евдокимов В.В.	485	Островский О.С.	384		
Егоркин А.В.	222	Павленко Ю.Ф.	411		
Егоркин А.В.	227	Погарский С.А.	387		
Елисеева Н.П.	254	Погарский С.А.	390		
Жуков С.П.	123	Привалов Е.М.	393		

List of Authors (Only first autor shown)

	Page		Page		Page
Abolduyev I.M.	136	Ignatkin V.S.	174	Sanin S.I.	291
Abramov I.I.	45	Ilchenko M.Ye.	155	Shakhbazov V.G.	461
Abramov I.I.	294	Ilchenko M.Ye.	161	Shakhbazov V.G.	463
Afonin I.L.	177	Ionov V.E.	419	Shipunova N.V.	107
Alisov A.F.	206	Ivashchuk V.E.	167	Shkorbatov Yu.G.	466
Arkusha Yu.V.	322	Ivashchuk V.E.	218	Sovlukov A.S.	483
Arkusha Yu.V.	325	Kapanin I.I.	401	Starostenko V.V.	433
Astaikin A.I.	240	Katukha V.P.	427	Sunduchkov K.	25
Astaikin A.I.	357	Kempa Ya.M.	169	Sunduchkov K.	334
Atrashkevich A.Yu.	517	Kistchinsky A.A.	10	Sunduchkov M.K.	151
Balabanov V.V.	494	Kistchinsky A.A.	117	Taran Y.P.	437
Balakirev V.A.	34	Kistchinsky A.A.	120	Vantsan V.M.	299
Balakirev V.A.	198	Kitayev M.A.	15	Vasyanovich A.V.	158
Balakirev V.A.	209	Kochetkov V.N.	140	Volodin V.I.	93
Balakirev V.A.	236	Koledintseva M.Yu.	315	Yatsuk L.P.	232
Belayev A.E.	71	Konkin V.A.	352	Yatzuk K.P.	476
Beletsky N.I.	319	Konoval V.M.	285	Yeliseyeva N.P.	254
Bodrov V.V.	365	Konoval V.M.	288	Yevgrafov A.Yu.	179
Bosyi V.I.	3	Kozlov I.P.	395	Zhukov S.P.	123
Botsula O.V.	328	Krutov A.V.	126	Zuev S.A.	337
Botsula O.V.	331	Krutov A.V.	130		
Bragin I.V.	459	Kryzhanovsky V.G.	277		
Bragin I.V.	469	Kryzhanovsky V.G.	346		
Bragin I.V.	472	Lazorenko O.V.	404		
Bragin I.V.	491	Lazorenko O.V.	407		
Bronnikov V.N.	498	Lerer A.M.	375		
Buts V.A.	202	Lisichkin A.L.	192		
Chechenin Yu.I.	340	Lobkova L.M.	259		
Chernova O.V.	370	Lobkova L.M.	263		
Chizhov V.V.	414	Lobkova L.M.	267		
Danilov V.V.	452	Lobkova L.M.	502		
Donets I.V.	380	Loparev Yu.L.	496		
Egorkin A.V.	222	Marigodov V.K.	507		
Egorkin A.V.	227	Mergvinsky A.	447		
Evdokimov V.V.	485	Mikhailyuk Yu.P.	417		
Fedotov Ye.A.	96	Morozov G.A.	65		
Fedotov Ye.A.	100	Morozov G.A.	478		
Freude W.	303	Narytnik T.N.	522		
Gadetsky N.P.	441	Narytnik T.N.	529		
Garmash V.F.	112	Narytnik T.N.	533		
Gavrilov O.T.	308	Obukhov I.A.	55		
Gokov A.M.	398	Odarenko E.	355		
Gorbachev K.V.	185	Osipov V.P.	144		
Gorbachev K.V.	188	Ostrovsky O.	384		
Gorbachev K.V.	195	Pavlenko Yu.F.	411		
Gorobets N.N.	244	Pogarsky S.A.	387		
Gorobets N.N.	249	Pogarsky S.A.	390		
Gorobets N.N.	272	Privalov E.M.	393		
Grishnyayev I.N.	430	Romanov S.I.	215		

Заказные и обзорные доклады

Invited Papers

МАЛОШУМЯЩИЕ ТРАНЗИСТОРЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО И СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ ДЛИН ВОЛН. МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ В.И. Босый, А.В. Иващук, И.Ю. Ильин, Е.М. Семашко, К.С. Сундучков.....	3
LOW-NOISE TRANSISTORS OF MILLIMETER AND SUBMILLIMETER BAND. MATERIALS AND TECHNOLOGY V.I. Bosyi, A.V. Ivashchuk, I.Yu. Il'in, E.M. Semashko, K.S. Sunduchkov	
СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗРАБОТОК ШИРОКОПОЛОСНЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ СВЧ-ДИАПАЗОНА А.А. Кищинский.....	10
A BROADBAND SOLID-STATE MICROWAVE POWER AMPLIFIERS - STATE-OF-THE-ART AND FUTURE A.A. Kistchinsky	
МОНОЛИТНО-ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН М.А. Китаев, В.П. Осипов, О.С. Орлов.....	15
MMIC COMPONENTS AND DEVICES M.A. Kitayev, V.P. Osipov, O.S. Orlov	
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ИНТЕГРАЦИЯ В МИКРОВОЛНОВОЙ ОПТОЭЛЕКТРОНИКЕ К.С. Сундучков, В.И. Осинский, А.А. Мержвинский, М.Е. Ильченко, А.А. Воронько.....	25
THE FUNCTIONAL AND TECHNOLOGICAL INTEGRATION IN MICROWAVE OPTOELECTRONIC K. Sunduchkov, V. Osinsky, A. Mergvinsky, M. Ilchenko, A. Voronko	
ГЕНЕРАЦИЯ СВЧ-КОЛЕБАНИЙ В ЗАМЕДЛЯЮЩИХ ЛИНИЯХ С МАГНИТНОЙ САМОИЗОЛЯЦИЕЙ В.А. Балакирев, П.И. Марков, Г.В. Сотников, Ю.В. Ткач.....	34
GENERATION OF UHF OSCILLATIONS IN SLOW-WAVE STRUCTURES UNDER MAGNETIC SELF-INSULATION V.A. Balakirev, P.I. Markov, G.V. Sotnikov, Yu.V. Tkach	
ПРИНЦИП И МОДЕЛЬ КОГЕРЕНТНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ТРАНСПОРТА С САМООРГАНИЗАЦИЕЙ В НАНОСТРУКТУРАХ И.И. Абрамов, А.Л. Данилюк.....	45
A PRINCIPLE AND MODEL OF COHERENT ELECTRON TRANSPORT WITH SELF-ORGANIZATION IN NANOSTRUCTURES I.I. Abramov, A.L. Danilyuk	
ПРИБОРЫ НА ОСНОВЕ КВАНТОВЫХ ПРОВОДОВ: ПЕРСПЕКТИВЫ И ПРОБЛЕМЫ И.А. Обухов.....	55
DEVICES BASED ON QUANTUM WIRES: PERSPECTIVES AND PROBLEMS I.A. Obukhov	
СИСТЕМА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ЭКОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА Г.А. Морозов, Ю.Е. Седельников.....	65
DEVELOPMENT OF ECOLOGICAL ELECTROMAGNETIC MONITORING SYSTEM G.A. Morozov, Yu.E. Sedelnikov	

**ВЛИЯНИЕ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ НА СТРУКТУРНЫЕ, ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ
И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА РЯДА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
МАТЕРИАЛОВ И ПРИБОРНЫХ СТРУКТУР**

**А.Е. Беляев, А.А. Беляев, Е.Ф. Венгер, И.Б. Ермолович, С.М. Комиренко,
Р.В. Конакова, В.Г. Ляпин, В.В. Миленин, И.В. Прокопенко, С.В. Свечников,
Е.А. Соловьев, Ю.А. Тхорик, М.В. Шевелев, И.И. Магда.....71**

**EFFECT OF MICROWAVE RADIATION ON THE STRUCTURAL, PHYSICO-CHEMICAL
AND ELECTROPHYSICAL PROPERTIES OF A NUMBER OF SEMICONDUCTOR
MATERIALS AND DEVICE STRUCTURES**

**A.E. Belayev, A.A. Belayev, E.F. Venger, I.B. Ermolovich, S.M. Komirenko,
R.V. Konakova, V.G. Lyapin, V.V. Milenin, I.V. Prokopenko, S.V. Svechnikov,
E.A. Soloviev, Yu.A. Tkhorik, I.I. Magda , M.V. Shevelev**

МАЛОШУМЯЩИЕ ТРАНЗИСТОРЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО И СУБ-МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ ДЛИН ВОЛН. МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ

Босый В.И., Иващук А.В., Ильин И.Ю., Семашко Е.М., Сундучков К.С.,
НПП "Сатурн", г. Киев, тел. (044)-477-67-39, факс (044)-477-62-08

Аннотация

Работа посвящена вопросам создания малошумящих полевых транзисторов миллиметрового и суб-миллиметрового диапазона длин волн. Рассмотрены особенности создания полевых транзисторов на основе GaAs и селективно легированных гетероструктур с двумерным электронным газом и основные тенденции в области технологии и конструирования различных типов транзисторов.

I. Введение

Развитие и совершенствование систем спутниковой связи, телевидения, астрофизики, военной аппаратуры различного назначения в значительной степени определяется уровнем технологии изготовления активных полупроводниковых элементов, одно из ведущих мест среди которых занимают малошумящие полевые СВЧ транзисторы. Разработкой и изготовлением малошумящих полевых транзисторов с барьером Шоттки (ПТШ) занимаются такие известные в мире фирмы, как General Electric, NEC, Fujitsu, Mitsubishi, Varian, TRW, Hughes и др. [1,2].

Частотный диапазон устройств с использованием ПТШ существенно расширился за последнее десятилетие и в настоящее время достигает области миллиметровых и суб-миллиметровых длин волн. Это стало возможным благодаря достижениям в области полупроводникового материаловедения, развития технологических методов нанесения металлических и диэлектрических покрытий, формирования и прецизионного травления структур с субмикронными размерами. Не менее важными являются работы в области моделирования и изучения физических процессов в сверхтонких полупроводниковых структурах, когда процессы переноса определяются баллистическими эффектами [3-5].

В данной работе представлен краткий обзор исследований в области полупроводникового материаловедения, разработки технологических методов и наиболее перспективных типов конструкций малошумящих полевых транзисторов. Рассмотрены параметры малошумящих СВЧ транзисторов на основе GaAs и различных типов селективно легированных гетероструктур (ГСЛ) с двумерным электронным газом.

II. Получение и свойства полупроводниковых материалов для малошумящих СВЧ транзисторов

Основным материалом для промышленного производства СВЧ транзисторов является арсенид галлия [6]. Высокая подвижность и низкая эффективная масса носителей заряда, большая ширина запрещенной зоны, особенности зонной структуры этого полупроводника позволяют решать задачи получения СВЧ приборов с необходимыми параметрами, работающих в достаточно широком температурном диапазоне и обладающих высокой радиационной стойкостью [7-9].

Для получения структур GaAs применяют различные виды эпитаксиального выращивания (газофазная, жидкофазная, молекулярно-лучевая эпитаксия). Наиболее широкое применение в промышленном производстве приобрела газофазная эпитаксия с использованием металло-органических соединений [6,10-12]. Этот метод обеспечивает воспроизводимое получение структур с требуемым профилем распределения примесей.

Следует отметить, что в последние годы рядом фирм интенсивно ведутся работы по развитию молекулярно-лучевой эпитаксии (МЛЭ) [7,13]. Отличительными особенностями этого метода является максимальная чистота (рост осуществляется в сверхвысоком вакууме при давлении остаточных газов 10^{-8} Па) и высокая степень контролируемости и точности управления технологическим процессом [14]. Метод МЛЭ обеспечивает получение слоев с практически любым сложным профилем распределения легирующих примесей, максимальной резкостью

границ раздела и минимальной плотностью дефектов и ловушек. В качестве иллюстрации на рис.1 приведены подвижности электронов в эпитаксиальных структурах GaAs, выращенных методом МЛЭ в НПП "Сатурн" на установке "Цна".

Одним из наиболее острых вопросов при создании структур GaAs для ПТШ является формирование границы раздела между подложкой и активным слоем, служащим каналом транзистора [15]. Для улучшения качества границы раздела на поверхности полуизолирующей подложки выращивается нелегированный буферный слой GaAs, AlGaAs или комбинация этих слоев [16]. Одним из способов решения данной проблемы при выращивании структур методом МЛЭ является использование так называемого низкотемпературного буферного слоя GaAs, так как снижение температуры роста приводит к значительному повышению удельного сопротивления слоев GaAs в результате управляемого образования собственных дефектов [17]. Метод МЛЭ позволяет также решить эту проблему с помощью сверхрешеточного буфера [18].

Необходимо отметить, что в настоящее время параметры ПТШ на основе GaAs практически достигают своего теоретического предела. Дальнейший прогресс в этой области стал возможен благодаря использованию селективно-легированных гетероструктур с двумерным электронным газом [19-21].

ГСЛ представляют собой многослойные структуры, состоящие из слоев узкозонного и широкозонного полупроводника. Широкозонный полупроводник легируется сильно, а узкозонный делается максимально чистым. Если энергия ионизации примеси меньше, чем разрыв зоны проводимости на границе раздела двух полупроводников, то электроны, стремясь занять положение с минимальной энергией, переходят с примесных центров (зоны проводимости) широкозонного полупроводника в зону проводимости узкозонного, "заливая" потенциальную яму, образованную изгибом зоны у поверхности раздела.

Уникальность подобных структур состоит в том, что электроны и породившие их ионизированные доноры оказываются разделенными в пространстве, что приводит к увеличению (по сравнению с однородно легированным полупроводником) подвижности носителей заряда, особенно при низких температурах, когда преобладающим механизмом становится рассеяние на ионизированных примесных атомах.

На рис.2 представлена динамика развития производства МШ полевых транзисторов на основе соединений типа АЗВ5.

Первые гетероструктуры с двумерным электронным газом были изготовлены на основе пары GaAs-AlGaAs. Свойства ГСЛ в значительной степени зависят от состава, толщины и уровня легирования слоев, их структуры, качества границ раздела. Концентрация донорных примесей в слоях GaAs и AlGaAs обычно составляет $(1-2) \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$. При этом концентрация электронов в потенциальной яме достигает $(1-2) \cdot 10^{12} \text{ см}^{-3}$, а их подвижность при комнатной температуре - $6500-8000 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ и возрастает до $(6-10) \cdot 10^5 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ при охлаждении до температуры жидкого азота.

Значение мольной доли x в тройном соединении выбирается из соображений получения достаточной величины разрыва зоны проводимости и обычно составляет 0,22-0,26. Однако, установлено, что с увеличением x возрастает плотность глубоких центров захвата (DX-центров) в слое $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$, связанных с особенностями встраивания атомов кремния в кристаллическую решетку таких пленок [22,23]. Образование DX-центров приводит к снижению концентрации свободных электронов и соответственно к ухудшению ВАХ стока.

Существуют различные технологические приемы уменьшения плотности DX-центров в $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$. Один из них - выращивание ГСЛ с δ -легированием, при котором активный слой AlGaAs не легируется, а на определенном расстоянии в него вводятся атомные слои (δ -слои) примесных атомов [24,25].

Следует отметить, что наиболее полно преимущества ГСЛ GaAs-AlGaAs проявляются при криогенных температурах, при комнатной же температуре выигрыш в параметрах за счет роста подвижности оказывается ниже.

Ограничения в использовании ГСЛ GaAs-AlGaAs удается в известной степени преодолеть при использовании, так называемых, псевдоморфных ГСЛ. В этих структурах в качестве узкозонного полупроводника вместо GaAs используется тонкий ($< 20 \text{ нм}$) слой InGaAs. Поскольку ширина запрещенной зоны у InGaAs меньше, чем у GaAs, то возможно применение

$\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ с более низкой ($x=0,15$) мольной долей, при которой DX-центры не образуются. Величины разрыва зоны проводимости на границе раздела при этом составляет 0,3 эВ и концентрация электронов в потенциальной яме возрастает [26,27].

Напряжения несоответствия, обусловленные рассогласованием постоянных решеток GaAs и InGaAs (~1%) приводят к сжатию слоя $\text{In}_{0,15}\text{Ga}_{0,85}\text{As}$, и в результате происходит согласование постоянных решеток GaAs и AlGaAs (которые отличаются всего лишь на несколько сотых процента). Согласно теории, разработанной Matthews и Blakeslee, для эпитаксиальных пленок существует критическая толщина, ниже которой напряжения, возникающие при рассогласовании постоянных решетки GaAs и InGaAs, могут распределяться равномерно. Выше критической толщины (> 20 нм) начинают преобладать дислокации несоответствия.

Оптимальным материалом для канала полевого транзистора в настоящее время считают твердый раствор $\text{In}_{0,53}\text{Ga}_{0,47}\text{As}$, изопериодичный с InP [28]. Превосходство этого материала над GaAs связано с меньшей эффективной массой электронов, более высокой подвижностью электронов при комнатной температуре, большим разделением Г- и L-минимумов в зоне проводимости, а также большей максимальной дрейфовой скоростью электронов v_s .

На рис.3 обобщенно представлено распределение слоев в структурах для обычного ПТШ на GaAs и транзисторов типа HEMT на основе структур GaAs-AlGaAs, псевдоморфных ГСЛ GaAs-InGaAs-AlGaAs и ГСЛ на основе InP, а в табл.1 представлены параметры полупроводниковых слоев GaAs, InP и тройных соединений на их основе.

Основные физические свойства полупроводниковых материалов,
применяемых для изготовления малошумящих СВЧ транзисторов [29]

Таблица 1

Свойства материалов при 300 К	GaAs	InP	$\text{Ga}_{0,47}\text{In}_{0,53}\text{As}$	$\text{Al}_{0,48}\text{In}_{0,52}\text{As}$
Постоянная решетки, Å	5,65	5,86	5,86	5,86
Ширина запрещенной зоны, эВ	1,42	1,35	0,75	1,45
Разрыв зоны проводимости AlGaAs/GaAs AlInAs/GaInAs	0,24	0,48	- -	- -
Скорость поверхностной рекомбинации, см/с	10^6		10^3	
Эффективная масса электронов, m_0	0,0665	0,0796	0,043	0,077
Подвижность электронов, $\text{см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ ($N_d = 10^{17} \text{ см}^{-3}$)	4000	3200	7000	9000
Подвижность дырок, $\text{см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ ($N_a = 10^{17} \text{ см}^{-3}$)	250	150	300	180
Максимальная напряженность электрического поля $\times 10^4$ кВ/см	390	530	220	400
Теплопроводность, Вт/см.К	0,46	0,74	0,05	-
Разрыв между Г-L-долинами, эВ	0,33	0,52	0,55	0,5

Важным преимуществом структур InP-InGaAs является то, что максимальная скорость электронов в этом материале на 33% выше, чем в GaAs ($2,85 \cdot 10^7$ см/с и $2,13 \cdot 10^7$ см/с соответственно). В приборах с коротким затвором повышенная скорость носителей заряда по сравнению со стационарным значением еще более усиливает влияние высокой подвижности электронов. Расчеты по методу Монте-Карло показывают, что при температуре 300 К и длине пролета 0,2 мкм скорость носителей в $\text{In}_{0,53}\text{Ga}_{0,47}\text{As}$ и в GaAs соответственно равна $7,4 \cdot 10^7$ и $4,4 \cdot 10^7$ см/с.

III. Конструкция, технология изготовления и параметры малошумящих СВЧ транзисторов

Из рассмотрения работы ПТШ на СВЧ [3,6] ясно, что наряду с характеристиками полупроводникового материала, параметры транзистора определяются его конструктивными особенностями. При этом выбор конструктивных решений определяется, прежде всего, технологическими возможностями.

К наиболее важным факторам, которые определяют и ограничивают выбор возможных технологических вариантов изготовления ПТШ, относятся свойства поверхности и границ раздела полупроводника [3,30,31]. Соответствующими показателями при этом являются высота и коэффициент идеальности барьера Шоттки, контактное сопротивление областей стока и истока при соответствующих геометрических размерах активных областей прибора [32].

Одной из основных технологических операций, определяющих параметры ПТШ и ограничивающей выбор конструкции, является литография - формирование геометрических размеров активных областей прибора. Техника электронно-лучевой литографии постоянно снижает реализуемые размеры элементов, приближаясь к своим теоретическим пределам [33,34].

С электронно-лучевой литографией и молекулярно-лучевой эпитаксией технологически совместима развивающаяся технология сфокусированных ионных пучков. С ее помощью можно точно создавать окна в поверхностных слоях, преднамеренно вносить нарушения в структуры кристаллически совершенных слоев, осуществлять ионное легирование с возможностью эффективного контроля глубины и концентрации внедренной примеси. Ведутся работы в области создания комплексных установок, работающих в условиях сверхвысокого вакуума и позволяющих селективно создавать участки различных слоев с помощью МЛЭ, электронно-лучевой литографии и техники ионного травления [35].

Наиболее важными задачами в области развития технологии, наряду с совершенствованием оборудования и фоточувствительных материалов для электронно-лучевой литографии, разработкой методов нанесения и "сухого" травления покрытий, созданием замкнутых автоматизированных технологических линий, представляется разработка надежных методов контроля параметров на отдельных технологических этапах, создание методов математического моделирования, развитие метрики на высоких частотах [3,6,7,36-38].

Теоретические исследования и анализ рабочих характеристик показал, что ПТШ на арсениде галлия могут работать в частотном диапазоне до 60 ГГц [39,40]. Минимизация длины канала благодаря увеличению разрешающей способности электронно-лучевой литографии, использование самосовмещенной технологии, Т-образного затвора позволяет улучшить рабочие характеристики ПТШ [41]. Следует отметить, что лучшие образцы ПТШ с минимальным коэффициентом шума, работающие на частотах 60 и 94 ГГц, изготовлены с применением технологии МЛЭ [3,29,42].

Развитие полупроводникового материаловедения в сочетании с совершенствованием технологических методов обработки полупроводниковых кристаллов открывает перспективы создания принципиально новых конструкций транзисторов, в основе которых лежит "физика низких размерностей". Сюда относятся двумерные, одномерные и нульмерные квантовые структуры, которые могут быть получены путем локализации линейных или плоских областей с помощью электрических полей, селективной имплантации или ионного травления.

Практическая реализация приборов с решеткой одномерных каналов осуществлена специалистами фирмы Fujitsu [43]. В структуре GaAs-AlGaAs на слое AlGaAs с помощью лазерного экспонирования и селективного реактивного ионного травления формируются полосы n+-типа шириной 50 нм. Расстояние между полосками 200 нм. Поверх полосок формируется затвор. При подаче на затвор отрицательного напряжения слой двумерного электронного газа между полосками GaAs объединяется носителями, что приводит к образованию квазиодномерных проводящих каналов шириной 50 нм. С увеличением отрицательного смещения на затворе объединенный слой между полосками расширяется, и квазиодномерные каналы преобразуются в одномерные шириной 10 нм.

Теоретический анализ механизма переноса электронов показывает, что, благодаря отсутствию упругого рассеяния электронов, подвижность носителей заряда в такой структуре становится больше, чем в обычных НЕМТ с двумерным каналом. На базе такой структуры могут быть созданы сверхбыстродействующие транзисторы с малой потребляемой мощностью, которые превзойдут по своим характеристиками приборы на эффекте Джозефсона.

Однако, следует отметить, что структуры такого типа пока представляют, главным образом научный интерес. Практическая реализация малошумящих устройств субмиллиметрового

диапазона стала возможной после освоения промышленного производства ГСЛ с двумерным электронным газом. Основные типы НЕМТ на ГСЛ представлены в табл.2.

НЕМТ на основе селективно легированных ГСЛ с двумерным электронным газом

Таблица 2

Тип транзистора	Исторически первый НЕМТ	Стандартный псевдоморфный НЕМТ на GaAs	Стандартный НЕМТ на InP	Перспективный НЕМТ на InP
Контактный слой	GaAs	GaAs	$\text{In}_{0,53}\text{Ga}_{0,47}\text{As}$	$\text{In}_{0,53}\text{Ga}_{0,47}\text{As}$
Верхний "питающий" слой	$\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ $x < 0,23$	$\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ $x < 0,22$	$\text{In}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}$ $x < 0,52$	$\text{In}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}$ $x < 0,52$
Разрыв зоны проводимости E_c , эВ	$\sim 0,20$	$\sim 0,30$	$\sim 0,52$	$> 0,52$
Канал	GaAs Согласованная решетка	$\text{In}_{0,15}\text{Ga}_{0,85}\text{As}$ Псевдоморфный	$\text{In}_{0,53}\text{Ga}_{0,47}\text{As}$ согласованная решетка	$\text{In}_y\text{Ga}_{1-y}\text{As}$ $y > 0,53$ Псевдоморф
Разрыв зоны проводимости E_c , эВ	0	$\sim 0,12$	$\sim 0,52$	$> 0,52$
Нижний (буферный) слой	GaAs	GaAs	$\text{In}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}$ $x < 0,52$	$\text{In}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}$ $x < 0,52$
Подложка	GaAs	GaAs	InP	InP

Уже первые НЕМТ, изготовленные на основе гетероструктур GaAs-AlGaAs, показали перспективность данного направления. Так, НЕМТ с длиной затвора $L_g = 0,5$ мкм обладали таким же коэффициентом шума, как и обычные ПТШ с $L_g = 0,25$ мкм [4]. Изготовлены НЕМТ с коэффициентом шума 2,5 дБ на частоте 35 ГГц при $L_g = 0,5$ мкм и таким же коэффициентом шума на частоте 60 ГГц при длине затвора 0,25 мкм. (табл.3)

Сравнительные характеристики параметров ПТШ и НЕМТ с длиной канала 0,25 мкм

Таблица 3

Тип транзистора	Частота, ГГц	Кш, дБ	Ку, дБ	Экстраполир. $f_{\text{пред}}$, ГГц	Максимальный кпд, %
ПТШ	8	0,8	15,0	180	10
	18	1,4	10,0		
	30	2,0	7,8		
	40	2,6	6,8		
	60	3,4	3,8		
НЕМТ	8	0,4	15,2	170	14
	12	0,6	12,5		
	18	0,8	10,4		
	30	1,5	10,0		
	40	1,8	7,5		
	62	2,5	4,4		
Псевдоморфный НЕМТ	62	2,4	4,4	230	28

Дальнейшее развитие НЕМТ получили при использовании псевдоморфных ГСЛ GaAs- $\text{In}_y\text{Ga}_{1-y}\text{As}$ - $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$, где $x < 0,20$, а $y < 0,15$. На рис.4 представлены частотные зависимости коэффициента шума для НЕМТ с длиной затвора 0,25, 0,15 и 0,1 мкм [45].

Наиболее перспективными в настоящее время считают НЕМТ на основе InP. В ГСЛ $\text{InP}/\text{In}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}/\text{In}_y\text{Ga}_{1-y}\text{As}$ с увеличением мольной доли ($x = 0,52$, $y = 0,53$) величина разрыва зоны проводимости возрастает до 0,52 эВ. При этом возрастает в 2-3 раза концентрация электронов в потенциальной яме и их дрейфовая скорость. Сравнительная оценка шумовых характеристик НЕМТ на GaAs и InP представлена на рис.5. По прогнозам специалистов дальнейшее развитие этого направления - создание псевдоморфных НЕМТ на InP с увеличенной мольной долей индия в тройном соединении до 0,6-0,65 [46].

IV. Заключение

1. Диапазон рабочих частот малошумящих полевых транзисторов на основе соединений типа АЗВ5 существенно расширился за последнее десятилетие и достиг области миллиметровых и суб-миллиметровых длин волн. Успехи в этой области стали возможными благодаря развитию технологических методов и исследованиям физических процессов в тонких полупроводниковых слоях и гетероструктурах на основе GaAs и InP.
2. Реализация приборов с решеткой одномерных каналов позволит создать сверхбыстродействующие транзисторы, которые превзойдут по своим характеристикам приборы на эффекте Джозефсона [47].

V. Список литературы

1. Успехи в области освоения мм-диапазона транзисторами с высокой подвижностью электронов // Microwave Journal -1987.- N8.- P.30-36.
2. Муравьев В.В., Тамело А.А., Годун Г.А. / СВЧ транзисторы на гетероструктурах (Обзор) // Радиоэлектроника - 1990.- N1.- С.3-11.
3. Шур М. / Современные приборы на основе арсенида галлия // М, "Мир".-1991.-632с.
4. ПожелаЮ., Юцене В. / Физика сверхбыстродействующих транзисторов // Вильнюс. Мокслас.- 1985.- 112с.
5. Матуленис А., Юцене В. / Физика СВЧ-транзисторных структур // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника.-1989.-N15.- С.37-42.
6. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления / Под ред. Ди Лоренцо Д.В., Канделуола Д.Д. - М."Радио и связь".-1988.- 495с.
7. Арсенид галлия в микроэлектронике/Под ред. Айнспрука Н., Уиссмана У.-М.-"Мир"-1988-555с.
8. Бродский М.Х./ Полупроводниковые структуры на арсениде галлия // В мире науки.-1990.-N4.-С.43-51.
9. Исмаилов К.А., Ильин И.Ю., Конакова Р.В. и др./ Влияние структурной неоднородности подложечного арсенида галлия на радиационную стойкость барьеров Шоттки // Петербургский журнал электроники.- 1994.- Приложение2.- Радиационно надежные характеристики изделий электронной техники в экстремальных условиях эксплуатации.-С.80-86.
10. Малошумящие HEMT изготовленные с использованием метода химического осаждения из паров металлоорганических соединений // IEEE TMTT.-1986.-N12.-P1522-1527.
11. Takakuwa H. et al. / Low-noise HEMT using MOCVD // IEEE Trans. Electron. Dev. -1986.-v.ED-33.-N5.- P.595-600.
12. Tanaka K., Ogawa M., Togashi K./ Low-noise HEMT using MOCVD // IEEE Trans. Electron.Dev.-1986.- ED-33.-N12.-P.2053-2058.
13. Гассанов Л.Г., Лаурс Е.П., Груша С.А./ Современный уровень и перспективы развития арсенидгаллиевых СВЧ приборов на базе технологии молекулярно-лучевой эпитаксии // Обзоры по электронной технике.-Серия "Электроника СВЧ". Вып8(1110).-М.-ЦНИИ Электроника.-1985.-50с.
14. Молекулярно-лучевая эпитаксия и гетероструктуры / Под ред. Ченга Л., Плога К. - М. Мир-1989.-582 с.
15. Shenai R., Dutton R.W./ Channel-buffer (substrate) interface phenomena in GaAs MESFET's fabricated by molecular-beam epitaxy //IEEE Trans. Electron Dev.-1988.- v.ED-35,- N 5.- P.590-603.
16. Himura K., Mori M., Kakibayashi H., Ihara A., Takahashi S., Yanokura E./ Dependence of GaAs-Al_xGa_{1-x}As heterostructures on Al composition for metal-semiconductor field-effect transistor operation. // J.Appl.Phys.-1989.-v.66,- N 3.- P.1439-1443.
17. Kaminska M., Weber E.R. et.al./ Stoichiometry-related defects in GaAs grown by molecular-beam epitaxy at low temperatures.// Journ.Vac.Sci.Technol. B.- 1989.-v.7,-N 4.-P.710-713.
18. Jenn-Chorng Liou, Kei May Lau / Temperature dependence and persistent conductivity of GaAs MESFET's with superlattice buffers // IEEE Trans. Electron Dev.-1988.-v.ED-35,- N 1.-P.14-17.
19. Волков В.А., Гродненский И.М./ Двумерный электронный газ в гетеропереходе. Свойства и применение// Микроэлектроника.-1982.- Т.11,- в.3.- С.195-207.
20. Кальфа А.А./ Полевые транзисторы на гетероструктурах с селективным легированием. Современное состояние и перспективы развития// Электронная техника.-Сер.Электроника СВЧ.-1987.-N9.-С.35-49.
21. Кальфа А.А./ Характеристики полевых транзисторов на перспективных гетероструктурах с селективным легированием // Электронная техника.-Сер. Электроника СВЧ.-1988.-N6.-С.12-15.
22. Morgan T.N. / Analysis of the vacancy-interstitial model of DX-centers// J.Electron Mater.-1991.-V.20, N 1.- P.63-70.
23. Abadon S. et.al./ DX-centers in AlAs and GaAs-AlAs selectively-doped perlatlities // Rev. Phys. Appl.- 1991.- V.1, N 4.-P.1301-1309.

24. Schubert E.F., Cunningham J.E., Tsang W.T., Timp G.L. / Selectively-doped $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$ heterostructures with high two-dimensional electron gas concentration $n_{2\text{DEG}} > 1.5 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ for field-effect transistors // *Appl. Phys. Lett.* - 1987. - V. 51, N 15. - P. 1170-1172.
25. Ploog K. / Delta (δ) doping in MBE - Grown; concept and device application // *J. of Crystal Growth.* - 1987. - v. 81. - P. 304-313.
26. MM-band transistors // *Microwaves.* - 1987. - N 3. - P. 139-150, 155-165.
27. Swanson A.W. / MM-wave transistors. The pseudomorphic HEMT // *Microwaves and RF* - 1987. - 26. - N 3. - P. 139-150.
28. Edwards P.P., Sienko M. // *Phys. Rev. B.* - 1978. - V. 17, N 6. - P. 2575-2581.
29. Status of SiGe and III-V Technologies for high frequency applications // *Materials of Hughes Research Laboratories, Malibu.* 15 Dec. - 1995.
30. Дмитрук Н.Л., Маева О.И. / Электронные свойства свободной поверхности арсенида галлия и межфазных границ (обзор) // *Оптоэлектрон. и полупр. техника* - 1990. - Вып. 17. - С. 29-40.
31. Немошкаленко В.В., Альошин В.Г., Семашко О.М. / Фізико-хімічні процеси та електронні стани на поверхні арсеніду галію // *Вісник АН УРСР* - 1987. - N 8. - С. 16-26.
32. Семашко Е.М., Босый В.И., Ивашук А.В., Кохан В.П. / Электрофизические характеристики контакта титан-арсенид галлия // *Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы.* - 1984. - N 1. - С. 46-51.
33. Методы получения нанометровых структур / *Sol.-State Technol.* - 1985. - V. 8. - P. 117-122.
34. Броудай И., Мерей Дж. / Физические основы микротехнологии // *М. "Мир"* - 1985. - 494 с.
35. Chnef H., Pfeffer M. / From transistor to quantum dots // *Electron. Eng.* - 1988. - N 3. - P. 178-184.
36. Васильковский С.А., Евстигнеев А.М., Ильин И.Ю. и др. / Физические методы диагностики при изготовлении арсенидгаллиевых полупроводниковых приборов // *Электронная техника. Сер. 8. "Управление качеством, стандартизация, метрология"* - 1992. - Вып. 11. - С. 15-25.
37. Breza J., Vesely M., Il'in I.Yu. et al. / Radiations methods in processing of semiconductor materials and devices // *Proceedings 5th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology (ISRAMT-95).* - Kyiv. - Sept. - 1995. - P. 844-927.
38. Bobyl A.V., et al. / Diagnostics of device structure thin layers by IR spectroscopy, photo- and electroreflecion and X-ray total external reflection // *Proceedings ISRAMT-95.* - Kyiv. - Sept. - 1995. - P. 928-982.
39. Hughes Low Noise Amplifiers / *Проспект фирмы.* - 1990.
40. Bosy V.I., Rapoport Yu.G., Senchenko V.V. / FET Model taking into account wave characteristics of the active region and input circuits // *IEEE Trans. Microwave Theory and Technique.* - 1995. - VII - P. 1453-1460.
41. Enori T., Yamasaki K., Osatune K., Ohwada K. / 0.3- μm advanced SAINT FET's having assymetric n^+ -layers for ultra-high-frequency GaAs MMIC's // *IEEE Trans. Electron. Dev.* - 1988. - V. ED-35. - N 1. - P. 18-24.
42. *Int. J. of Infrared and Millimeter Waves.* - 1988. - V. 9, N 3. - P. 249-256.
43. Сверхбыстродействующие транзисторы с квантовым эффектом / *Экспресс-информация по зарубежной электронной технике.* - 1989. - Вып. 93/94.
44. Драммонд Т.Дж., Месселинк У.Т., Моркоч Х. / Гетероструктурные полевые транзисторы с модулированным легированием на основе GaAs/(Al,Ga)As-(МОЛПТ) / *ТИИЭР.* - 1986. - Т. 74. - в. 6. - С. 6-57.
45. Duh K.H. et al. / *IEEE MTT Symposium.* Dallas. - 1990.
46. III-V Microelectronics. European materials research society monographs // by edit. J.P. Noüquier. - 1991. - V. 2. - P. 239-258.
47. Hoare D., Abram R.A. / Simulation of electron response in HEMT operating up to terahertz frequencies // *20th Workshop on Compound Semiconductor Devices and Integrated Circuits, May 19-22. - 1996. - Lithuania.* - P. 56-57.

LOW-NOISE TRANSISTORS OF MILLIMETER AND SUBMILLIMETER BAND. MATERIALS AND TECHNOLOGY

Bosyi V.I., Ivaschuk A.V., Il'in I.Yu., Semashko E.M., Sunduchkov K.S.
joint-stock company "Saturn", 2nd 50-let Oktiabria Ave., Kiev-148, Ukraine
tel. (044) 477-67-39, fax (044) 477-62-08

The development and improvement of the satellite communication, TV, astrophysics, military equipment of various purpose is defined mainly by the level of technology of manufacturing of active semiconductor elements, among them the leading place take the low-noise field-effect transistors. The world wide famous firms, such as General Electric, NEC, Fijitsu, Mitsubishi, Varian, TRW, Hughes, etc. produce and develop the FET transistors. The frequency range of FET devices was expanded, essentially for the last decade and at the present time it reaches the millimetre and sub-millimetre lengths of waves. The several questions on creation of low-noise microwave GaAs FETs, as well as the transistors with high electron mobility (HEMT) on the base of the most perspective types of heterostructures have been considered in this paper.

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗРАБОТОК ШИРОКОПОЛОСНЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ СВЧ ДИАПАЗОНА

А.А.Кищинский

ГосЦНИРТИ, 107066, г.Москва, ул.Новая Басманная, 20, т.263-97-24

АННОТАЦИЯ

Анализируются состояние разработок и параметры твердотельных усилителей, основные тенденции развития элементной базы для мощных СВЧ приборов, особенности построения мощных широкополосных усилителей.

ВВЕДЕНИЕ

Широкополосные транзисторные усилители мощности (ШТУМ) СВЧ диапазона являются одними из наиболее трудоемких и дорогостоящих компонентов современных радиосистем. Это обусловлено сложностью их разработки, большим объемом настроечных и контрольных операций при изготовлении и относительно высокой стоимостью применяемых полупроводниковых компонентов - мощных СВЧ транзисторов и монолитных интегральных схем (МИС). Перспективы технического развития и снижения стоимости ШТУМ связаны главным образом с применением их в военных системах на базе активных фазированных антенных решеток (АФАР), таких, как системы радиоэлектронной борьбы или многофункциональные бортовые радиолокаторы [1]. Применение ШТУМ в других областях техники ограничено использованием в средствах измерительной техники и в аппаратуре для научных исследований.

МОЩНЫЕ СВЧ ТРАНЗИСТОРЫ

Активным элементом в большинстве промышленно выпускаемых ШТУМ СВЧ диапазона являются кристаллы арсенидгаллиевых полевых транзисторов с барьером Шоттки (ПТШ). В настоящее время серийно выпускаются кристаллы ПТШ сантиметрового диапазона с шириной затвора до 5-8 мм и выходной мощностью до 2-3 Вт на кристалл. Одним из основных направлений совершенствования мощных ПТШ является снижение теплового сопротивления. Это достигается за счет использования для заземления истоковых электродов сквозных металлизированных отверстий и формирования на обратной стороне кристалла гальванического интегрального теплоотвода. При этом может быть реализована толщина арсенида галлия под активной структурой 25-50 мкм и снижение теплового сопротивления в 1.5-2 раза. Кроме того, использование металлизированных отверстий позволяет снизить индуктивность общего электрода до значений 0.005-0.01 нГн и за счет этого на 1.5-2.5 дБ повысить коэффициент усиления ПТШ. Эффективным методом снижения теплового сопротивления является метод перевернутого монтажа кристалла, однако из-за серьезных проблем в технологии сборки многокристалльных модулей этот метод применяется очень ограниченно. Удельная мощность промышленных образцов мощных ПТШ составляет 0.3-0.5 Вт/мм при КПД от 30 до 40%.

Дальнейшее повышение удельной мощности и КПД транзисторов связано с разработкой новых материалов и технологий формирования активных слоев с целью повышения подвижности и скорости насыщения носителей в канале и сохранения высоких пробивных напряжений. Одним из удачных направлений стала разработка [2] фирмой Texas Instruments т.н. полевого транзистора с гетероструктурой (HFET), в котором обычный однородно легированный n-слой GaAs отделен от затвора низколегированным AlGaAs слоем. Это позволило повысить пробивные напряжения до 22 В, реализовать высокую крутизну при малых токах канала и получить при работе в классе АВ КПД до 75%.

Наиболее высокие результаты в миллиметровом диапазоне достигаются с использованием технологии т.н. псевдоморфных транзисторов с высокой подвижностью электронов (рНЕМТ) [3]. Получены удельные мощности 0.7-1.3 Вт/мм и рабочие частоты

до 60 ГГц, однако в виде промышленных образцов такие транзисторы поставляются пока ограниченно, в основном используются в собственных разработках радиоэлектронных фирм. В России мощные pHEMT-транзисторы не разработаны.

Интенсивные исследования и разработки проводятся в области создания мощных гетероструктурных биполярных транзисторов (HBT), параметры лабораторных образцов которых (КПД, усиление) в сантиметровом диапазоне уже сравнимы с параметрами лучших ПТШ, а по удельной мощности (до 5.6 Вт/мм²) опережают их [4].

МОНОЛИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Прогресс в технологии МИС СВЧ, позволивший ведущим фирмам повысить выход годных кристаллов до 30-70% при площади кристалла 4-10 кв.мм, дал начало практическому внедрению широкополосных монолитных усилителей мощности в радиоэлектронные системы, в первую очередь в системы с АФАР. При построении МИС широкополосных усилителей мощности наибольшее применение нашли две схемные конфигурации. МИС с перекрытием по частоте от 3 до 10-20 и более реализуются по схеме усилителя бегущей волны (УБВ, рис.1а.). Для стандартного для этого типа МИС диапазона 2-18 ГГц достигнуты выходные мощности от 200 мВт (МИС типа СММ-10 фирмы Celeritek, США) до 400 мВт (МИС типа TGA8334 фирмы Texas Instruments, США) с кристалла при линейном усилении 6 - 9 дБ. УБВ отличаются высокой равномерностью усиления и низкими коэффициентами отражения от входа и выхода, однако, имеют малый КПД (8 - 10 % для упомянутых выше МИС). Это обусловлено существенным рассогласованием в режиме большого сигнала нагрузок отдельных ПТШ, образующих искусственную линию, относительно оптимального для данного ПТШ импеданса. Одним из схемотехнических путей повышения выходной мощности и КПД в УБВ является [5] использование двухстороннего возбуждения волны во входной линии и соответствующее суммирование сигналов выходной линии (рис.1б), что по расчетам авторов позволит увеличить выходную мощность УБВ на 2-2.5 дБ. Основной же путь развития УБВ связан с повышением удельной мощности транзисторов. В России в промышленных образцах УБВ диапазона 2-18 ГГц достигнута выходная мощность 30-50 мВт, в экспериментальных образцах диапазона 1-12 ГГц - мощность 200-300 мВт, разработки таких МИС ведутся в АООТ "Октава" (г.Новосибирск) и в ГНПП "Исток" (г.Фрязино). Второй широко используемой схемой [6-8] является схема двухкаскадного усилителя с общей межкаскадной согласующей цепью (рис.1в). Полоса частот таких МИС уже, чем у УБВ, однако может достигать тройного перекрытия. Отношение ширины затвора выходного и входного транзисторов составляет от 2:1 до 4:1 [6]. Согласующие цепи строятся на базе сосредоточенных и квазисосредоточенных элементов на кристалле МИС: коротких высокоомных отрезков микрополосковой линии и МДМ-конденсаторов в последовательном и параллельном включении. Практически все МИС с выходной мощностью более 0.5 Вт имеют заземляющие металлизированные отверстия истоков транзисторов и требуют двухполярного питания. Выходная мощность и КПД таких МИС существенно зависят от полосы и диапазона рабочих частот и составляет от 0.5-1.5 Вт в диапазоне 6-18 ГГц [7] до 2-5 Вт в диапазоне 8-12 ГГц [6] и 5-7 Вт в диапазоне 8.5-10.5 ГГц [2,8] при КПД от 13 до 35-40%. К недостаткам данной схемы можно отнести повышенную неравномерность усиления и относительно высокие коэффициенты отражения входа и выхода. Двухкаскадная схема с успехом реализована и по гибридно-монолитной технологии [9], позволив реализовать на дискретных промышленных ПТШ усилительные ячейки с мощностью 0.4 Вт в полосе 6-20 ГГц и 1 Вт в полосе 7-12 ГГц. В последние годы наметилась серьезная конкуренция со стороны МИС на базе HBT-транзисторов. По этой технологии уже разработан целый ряд образцов МИС усилителей сантиметрового диапазона с выходной мощностью 2-5 Вт и полосой от 20 до 100% [10]. Сравнительные характеристики мощных МИС усилителей приведены на диаграмме рис.2. Дальнейшее улучшение параметров МИС связано с совершенствованием технологии и параметров транзисторов, а также с дальнейшим повышением воспроизводимости и выхода годных кристаллов, что позволило бы увеличить степень интеграции МИС. В

России разработки мощных широкополосных МИС ведутся в АООТ "Октава", НИИМП (г.Зеленоград) и в рамках совместных работ ГосЦНИРТИ - ГНПП "Исток".

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ПАРАМЕТРЫ ШТУМ СВЧ ДИАПАЗОНА

При проектировании ШТУМ СВЧ диапазона решаются две основные технические проблемы: разработка высокоэффективных гибридных или монолитных активных элементов с максимальной для данной полосы частот выходной мощностью и КПД, и создание компактных многоканальных широкополосных схем деления-суммирования мощности с малыми потерями. Основной особенностью проектирования активных элементов ШТУМ является необходимость синтеза и оптимизации схемы по критериям (выходная мощность, усиление, КПД), расчет которых проводится в нелинейном режиме. Это требует использования соответствующих средств САПР (затраты машинного времени при расчете в нелинейном режиме увеличиваются на 2-3 порядка) и, главное, наличия достоверных нелинейных моделей выбранных типов транзисторов, не предоставляемых фирмами-поставщиками. В отличие от мощных узкополосных усилителей, при разработке которых достаточно эффективны эмпирические и упрощенные методы проектирования, для быстрой разработки ШТУМ необходимо создание или освоение целой технологии, включающей методики и средства для измерения параметров нелинейных моделей транзисторов, мощные нелинейные САПР, широкополосные средства измерений, методы синтеза согласующих цепей, интуицию и опыт разработок. Схемы согласующих цепей гибридных усилительных элементов строятся как правило на основе многосвязных структур типа ФНЧ или трансформаторов импеданса с включением параллельных контуров питания и стабилизации с использованием распределенных или квазисосредоточенных микрополосковых элементов. Другие типы линий в мощных приборах практически не используются.

Для широкополосного суммирования применяются схемы бинарного (рис.3а,б) и цепочечного (рис.3в,г) типов. Схема бинарного суммирования на базе мостов Ланге (рис.3а) наиболее распространена и используется практически во всех промышленно выпускаемых ШТУМ с мощностью до 1-2 Вт и перекрытием по частоте 2 - 4. Достоинствами схемы являются хорошее подавление отражений активных элементов и компактность, недостатками - повышенные амплитудный разбаланс выходных каналов, технологическая чувствительность и потери. Схема на базе синфазных делителей (рис.3б) обладает малыми разбалансом каналов и технологической чувствительностью, однако, не обеспечивает подавления отраженных сигналов имеет большие габариты. Используется она при суммировании согласованных модулей либо в комбинации с мостами Ланге. Цепочечные сумматоры используются для реализации компактных схем с числом каналов от 3 до 6, а в комбинации с другими типами делителей от 6 [11] до 12 [12]. Сумматоры на основе направленных ответвителей (рис.3в) наиболее компактны, но обладают недостатками, перечисленными выше для мостов Ланге. Сумматоры на основе синфазных звеньев с неравным делением (рис.3г) обладают малыми разбалансом каналов и технологической чувствительностью, обеспечивают подавление отраженных сигналов за счет сдвига фаз между каналами, но имеют несколько большие габариты из-за наличия на входе широкополосного трансформатора импеданса и слабую развязку между каналами за границами октавной полосы частот. Цепочечные сумматоры применяются в ШТУМ и передающих модулях АФАР с перекрытием по частоте от 1.4 до 3.

Не сбрасывается со счета и классический способ широкополосного согласования параллельно-включенных кристаллов ПТШ при помощи многоступенчатых четвертьволновых трансформаторов импеданса. При достаточно большом числе ступеней и оптимальном выборе толщины и диэлектрической проницаемости подложки могут быть реализованы мощности до 15 Вт в октавной полосе частот [13].

Достигнутые значения выходной мощности промышленно выпускаемых ШТУМ и лабораторных образцов усилителей показаны на диаграмме рис.4. В России разработки ШТУМ ведутся в ГНПП "Алмаз" (г.Саратов), АО "Октава", ГНПП "Исток", ГосЦНИРТИ, АО "Салют" (г. Нижний Новгород).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ближайшие годы с освоением технологии промышленного производства мощных pHEMT и HBT транзисторов и МИС на их основе, параметры зарубежных ШТУМ станут недостижимыми. Для создания конкурентоспособных приборов в России необходимы срочные и крупные инвестиции в разработку современных гетероэпитаксиальных структур, либо переход к разработке транзисторов и МИС на базе заказных структур, приобретаемых у зарубежных фирм.

ЛИТЕРАТУРА

1. F.A.Olson. Microwave solid-state power amplifiers performance: present and future.//Microwave Journal, v.38 1995, N2, p. 24,26,31,34,36-38,40,45,46.
2. C.Suckling, S.Nelson et al. High linearity and efficiency power amplifiers using GaAs Heterostructure FETs//Microwave Journal, vol.38, N.4, 1995, pp.256,258,260,262
3. P.Saunier. Progress in HFET and p-HEMT power amplifiers. // 24th European Microwave Conference, 1994, Workshop 2, p.104-107
4. F.Ali. GaAs HBT MMIC amplifiers: design, issues and examples.// 24th European Microwave Conference, 1994, pp.156-176.
5. S.D'Agostino, C.Paoloni. Design of high performance power distributed amplifier using Lange couplers.//1994 IEEE MTT Symposium Digest, p.281-284.
6. H.M.Le et al. An X-band high efficiency MMIC power amplifier with 20-dB return losses//IEEE Journal of Solid-state circuits, 1991, v.26, N10, pp.1383-1389.
7. A.Platzker et al. Development of highly dense four-stage flat-gain 1-W 6-18ghz MMIC power amplifier chip.//IEEE Journal of Solid-state circuits, v.27, 1992, N10, pp.1405-1411.
8. D.Raicu et al. A high efficiency, flat gain 5-Watt X-band MMIC for large volume production. //24 European Microwave Conference, 1994, pp.1053-1058.
9. M.Bujatti et al. Wideband power amplifiers for test instrumentation//Microwave Engineering Europe, Oct., 1995, p.43
10. J.J.Komiak, L.W.Yang. 5 Watt high efficiency wideband 7 to 11 GHz HBT MMIC power amplifier.//1995 IEEE Microwave & MM-wave Monolithic Circuits Symposium Digest, p. 17-20.
11. G.Ferrell et al. A high efficiency 10 Watt HBT Power amplifier assembly using combining techniques.//1995 IEEE MTT Symposium Digest, p.327-330.
12. J.W.Gipprich et al. A power amplifier yields 10 Watt over 8-14 GHz using GaAs MMICs in an LTCC serial combiner/divider network.//1993 IEEE MTT Symposium Digest, p.1369-1372.
13. Y.Itoh et al. A 5-10 GHz 15Watt GaAs MESFET amplifier with flat gain and power response//IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1995, v.5, N 12, p.454-456

A BROADBAND SOLID-STATE MICROWAVE POWER AMPLIFIERS. STATE-OF-THE-ART AND FUTURE

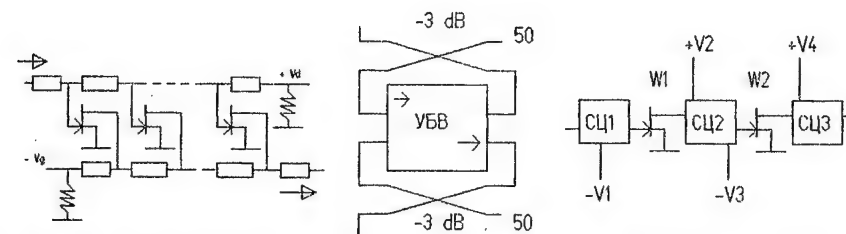
Kistchinsky A.A.

SCRR

20 Novaya Basmannaya St., Moscow-107066, Russia

tel. (095) 263-97-24

The major technical and technological problems on designing and producing of wideband microwave power amplifiers based on GaAs, FETs, HEMTs and MMICs and some ways of the solution were discussed. Electrical parameters and state-of-art of the amplifiers which have been realized in laboratories and in industry by the leading electronic firms of the world and of Russia, have been analysed. Some major trends on the development of perspective commercial available semiconductor components for power amplifiers - FETs with a via-hole source metallization and integral heat-sink have been discussed. The parameters of wideband power FETs produced by some companies of the USA, Japan, France and Russia have been compared. The scheme and construction properties of wideband microwave power amplifiers, reliability, temperature stability and some of the main applications have been discussed.



а) Усилитель бегущей волны б) УБВ с двухсторонним возбуждением в) Двухкаскадный усилитель
Рис.1

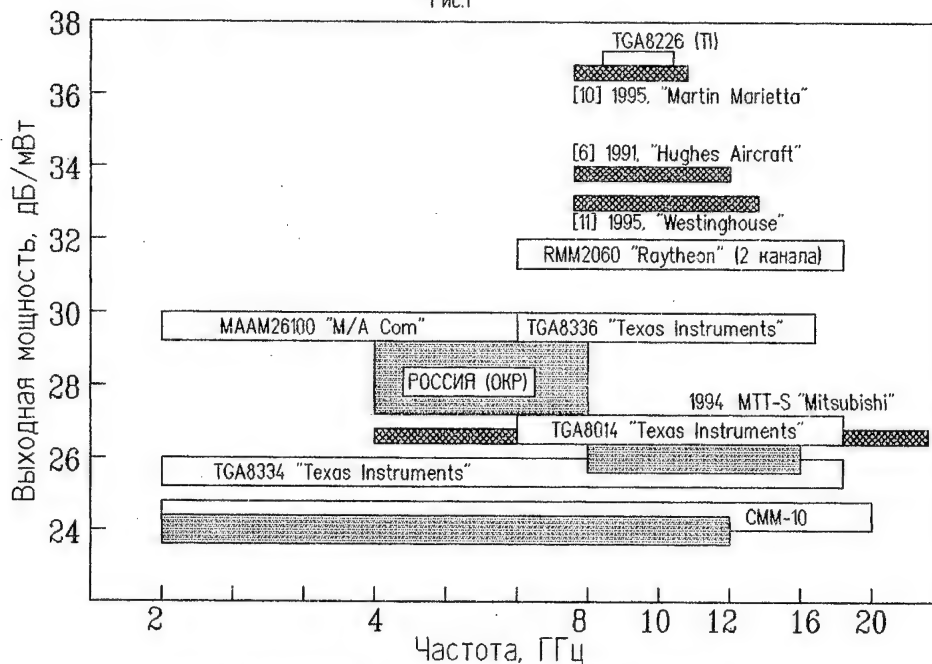


Рис.2. Характеристики серийных и лабораторных образцов МИС

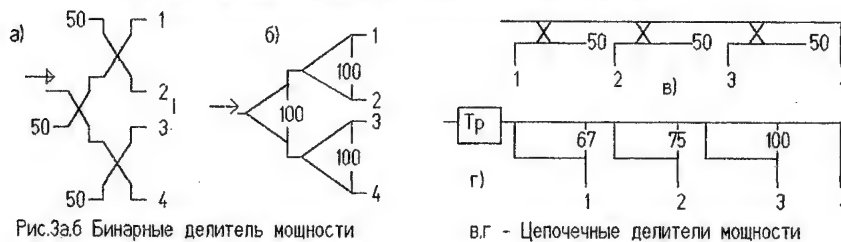


Рис.3а,б Бинарные делители мощности

в,г - Цепочечные делители мощности

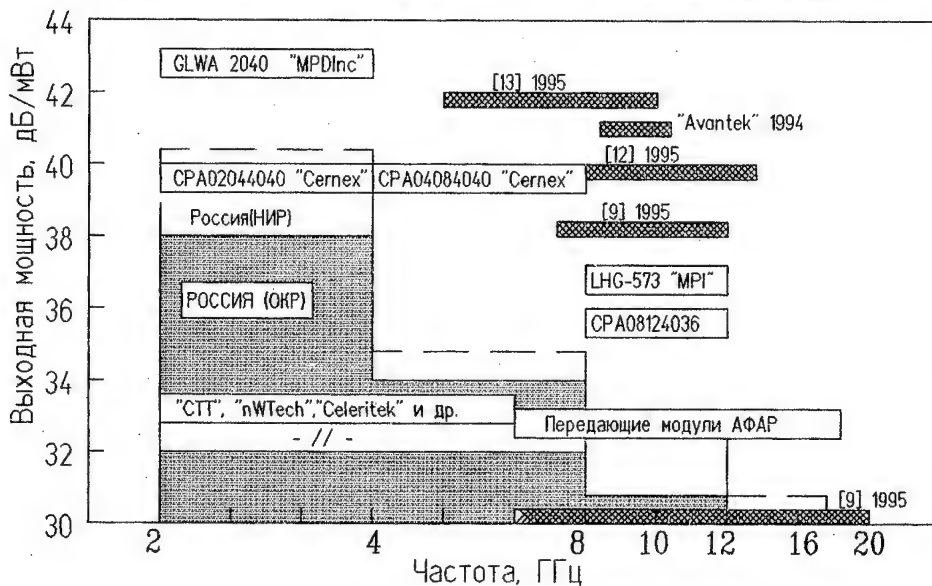


Рис.4. Характеристики серийных и лабораторных образцов ШТУМ

МОНОЛИТНО-ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

М.А.Китаев, В.П.Осипов, О.С.Орлов
НПП "Салют": 603107, г. Н.Новгород, ул. Ларина, 7.

АННОТАЦИЯ

Рассмотрено состояние разработок и исследований монолитно-интегральных схем в диапазоне миллиметровых волн - ММИС СВЧ.

На основе принципов создания монолитно-интегральных устройств СВЧ рассмотрены перспективные типы линий передачи, для которых проведена оценка основных электрических параметров.

Рассмотрены технологические особенности изготовления ММИС СВЧ.

Приборы и устройства на основе ММИС СВЧ предназначены для применения в РЭА, в частности в приемных модулях.

1. ВВЕДЕНИЕ

Элементная база современной РЭА миллиметрового диапазона построена преимущественно на технике прямоугольных волноводов. Интегральные схемы миллиметрового диапазона выполняются на волноводно-щелевых линиях. Монолитно-интегральные устройства на линиях другого типа получили относительно слабое развитие. Одной из главных причин является невысокая потребность в миллиметровых модулях по сравнению с низкочастотными аналогами.

Положительные тенденции и сдвиги за рубежом - рост потребностей в РЭА миллиметрового диапазона за последние годы [1] вынуждает вновь вернуться к проблеме проектирования ММИС СВЧ.

Главным препятствием на пути ее разрешения по-прежнему является неразработанность, в ряде случаев полное отсутствие аналитических моделей для проектирования МИС.

Постройка и регулировка параметров микросхем миллиметрового диапазона оказываются практически невозможными не только вследствие уменьшения физических размеров, но также роста электродинамического взаимодействия элементов МИС, что предъявляет особо жесткие требования к точности и достоверности моделей САПР и качеству технологии изготовления.

ОПРЕДЕЛЕНИЯ: Монолитно-интегральная схема - МИС СВЧ - автономное функциональное устройство (или часть его), изготовленное на изолированной подложке по групповой технологии, в едином технологическом цикле.

Гибридно-интегральная схема - ГИС СВЧ, выполняется также на изолированной подложке, но элементы схемы (покупные изделия) устанавливаются в схему навесным способом.

В гибридно-монолитной "квазимонолитной" схеме используются технологические приемы ГИС и МИС СВЧ, т.е. часть элементов устанавливается навесным способом.

В качестве примера монолитной схемы - ММИС СВЧ - представлен волноводно-полосковый балансный смеситель (рис. 1) [2], который отличается от гибридно-интегрального лишь тем, что полосковая плата линии с подвешенной подложкой вместе с диодами ДБШ изготовлена в виде полупроводниковой пластины на полуизолирующем GaAs. Пластина включена в волновод восьмимиллиметрового диапазона. Аналогичное устройство применено в 3-мм диапазоне [3].

Хотя в зарубежной литературе такие устройства называются "монолитными", скорее их следовало бы назвать "квазимонолитными", так как без волноводных входов и замыкателей смеситель функционировать не может.

Известны варианты построения балансных смесителей и на основе волноводно-щелевых линий ВЩЛ или комбинации ВЩЛ с другими типами линий передачи [4, 5].

II. ПЕРЕДАЮЩИЕ ЛИНИИ ДЛЯ ММИС СВЧ

В общем виде структура монолитного модуля представляется в виде корпуса, содержащего несколько диэлектрических пластин с частичной металлизацией. Отдельные области пластины представляют собой отрезки линий передачи, связанные между собой гальванически или электродинамически. В целом такая конструкция может быть названа объемно-интегральным модулем.

При конкретной реализации модуля к линии передачи МИС СВЧ следует предъявить требования:

- диапазон рабочих частот и широкополосность;
- величины волновых сопротивлений (диапазон изменения);
- замедление и дисперсия в полосе частот;
- погонные потери (затухание);
- рассеиваемая мощность;
- совместимость активных и пассивных элементов в составе одной

ММИС;

- степень интеграции;
- степень разработанности и, как следствие, воспроизводимость параметров модуля.

Применительно к МИС миллиметрового диапазона волн наибольший интерес представляет введенный нами параметр - степень интеграции МИС в составе модуля [8].

Очевидно, что "плотности упаковки" [6] для устройств разного диапазона частот и функционального назначения существенно различны. Существуют принципиальные ограничения в степени интеграции, обусловленные в первую очередь "перекрестными искажениями" [7], проявляющимися в области взаимодействия распределенно связанных элементов микросхем.

В предыдущих работах [8, 9] на основе решения задачи о распространении волн в квази Т-приближении вводится параметр - коэффициент интеграции СВЧ модуля - $K_{\text{и}}$, определенный как число компонентов, приходящихся на единичную площадь подложки:

$$K_{\text{и}} = \frac{1}{R} \frac{\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}}{c} \frac{f}{h_0}, \quad (1)$$

где $R = 0.3 \div 0.5$; c - скорость света; f - частота сигнала; $\epsilon_{\text{эфф}}$ - эффективная диэлектрическая проницаемость; h_0 - толщина подложки.

Проведенная оценка степени интеграции по формуле (1) показывает, что устройство в монолитно-интегральном исполнении имеет коэффициент интеграции примерно в 10^2 раз больший, чем аналогичное СВЧ-устройство в гибридно-интегральном исполнении. Полагаем, что МИС является законченным устройством, спроектированным в соответствии с принципом функциональной интеграции, т.е. все активные и пассивные элементы схемы выполнены в составе одной структуры, а элементы с распределенными параметрами (по возможности) исключены. Все компоненты схемы изготовлены на одной полупроводниковой подложке в соответствии с принципом структурной микроминиатюризации [8].

Практическая реализация принципа встречает наибольшие трудности в низкочастотных диапазонах, где элементы распределенного типа имеют недопустимо большие размеры, а некоторые элементы сосредоточенного типа характеризуются невысокой добротностью.

Заметим в этой связи, что характерные для ГИС СВЧ способы повышения интеграции применительно к МИС оказываются неэффективными. Например, повышение диэлектрической проницаемости подложки до $50 \div 100$ в частно-избирательных устройствах, полосно-пропускающих фильтрах, оказалось целесообразным только в диапазоне относительно низких частот. С уменьшением ширины полосковых проводников и ростом джоулевых потерь существенно снижается добротность избирательных устройств.

Согласно формуле (1), с повышением диапазона рабочих частот, в частности при переходе к миллиметровым волнам, коэффициент интеграции растет, хотя эта зависимость для отдельных типов передающих линий и разных функциональных устройств может существенно отличаться от простой зависимости (1).

При анализе и расчете характеристик МПЛ и неоднородностей в них можно проследить два принципиально разных подхода. Согласно первому МПЛ рассматриваются в качестве модификации низкочастотных печатно-полосковых схем, в которых однородное заполнение диэлектриком заменено многослойной структурой (рис. 2). При этом МПЛ характеризуется известными параметрами: волновым сопротивлением, эффективной диэлектрической проницаемостью. Неявно предполагается, что основной тип волны, распространяющейся в линии, несущественно отличается от статического. Для несимметричной МПЛ это квази-Т волна [10, 11].

Согласно другому подходу, представленному в работах В.М.Темнова [12, 23], МПЛ следует рассматривать как модификацию линий однопроводного типа, в частности реберной (рис. 2б), которая является одиночной металлической полуплоскостью, наложенной на диэлектрическую подложку конечной толщины. Основная часть энергии распространяется в виде краевой волны, сосредоточенной в окрестности ребра. Однополосковая МПЛ без металлизации нижней поверхности подложки [23] является аналогом известной линии Губо, в которой энергия распространяется в виде поверхностной волны.

Применение двух проводящих полуплоскостей, образующих щелевую линию (рис. 2в), позволяет повысить плотность энергии в области краев проводников. Характерно, что для щелевой, также как и копланарной линии

(рис. 2г) в области коротких волн согласно работе [23] отпадает необходимость в экранировании МПЛ.

Отмечено, что в щелевой линии и в копланарном волноводе существует две связанных краевых волны [13]. При малых зазорах между проводниками четная волна практически не возбуждается. При больших зазорах (более толщины подложки) нужно учитывать обе волны, причем распределение полей четного и нечетного типов волн существенно отличается от квазистатического. Как и в случае волновода, волновое сопротивление $Z_0 = V/J$ утрачивает первоначальный смысл, так как значения V , J зависят от путей интегрирования. Значения $Z_{p,v}$, $Z_{v,l}$, $Z_{p,l}$ совпадают с квазистатическим лишь при $\lambda \rightarrow \infty$, т.е. при $a/\lambda \ll 1$, где a - характерный размер корпуса волновода.

Очевидно, что выбор типа линии передачи в составе модуля зависит не только от его функционального назначения, но и от типов волн, распространяющихся в заданном диапазоне частот.

Проведем оценку возможности использования известных типов микрополосковых линий в качестве элементов ММИС СВЧ.

Недостатки линий открытого и полукрытого типа: зеркального волновода, желобковой линии и т.п., широко используемых в квазиоптическом диапазоне: большое погонное затухание, его чувствительность к нерегулярностям тракта вследствие излучения энергии, низкая интеграция и отсутствие аналитических моделей неоднородностей, - делают неудовлетворительными перспективы их использования в ММИС по крайней мере в диапазоне частот до 100 ГГц.

Длительное время экранированная МПЛ несимметричного типа была по существу единственной линией, применяемой в интегральных схемах СВЧ диапазона. Согласно первоначальным прогнозам [15], верхний предел для односвязных МПЛ на тонкой диэлектрической подложке с небольшим ϵ (кварц) определяется примерно как 60 ГГц. Дальнейшие измерения погонного затухания несимметричных МПЛ поставили этот прогноз под сомнение [22].

Широкое применение в РЭА получили экранированные волноводно-щелевые линии типа "фин-лайн" несомненные преимущества которых для устройств в гибридно-интегральном исполнении: широкий диапазон частот в одномодовом режиме, низкие погонные потери, простое включение навесных элементов шунтирующего типа - делают их незаменимыми в диапазоне частот примерно до 120 ГГц.

Недостатки "фин-лайн" - невысокая степень интеграции микроэлементов, небольшое замедление и значительная дисперсия. В качестве направляющей пластины "фин-лайн" обычно используются диэлектрики с относительно малой диэлектрической проницаемостью: кварц, МБСФ ($\epsilon = 2.4$) и очень редко поликор и полуизолирующий арсенид галлия. Следует отметить, что унипланарные ВЩЛ, за исключением несимметричного типа ("антипода") характеризуются хорошо проработанными моделями и методами счета [17].

Снижение потерь в диэлектрике несимметричной МПЛ достигается при использовании линий с подвешенной подложкой [18, 19]. Подложка состоит из 2 пластин. Хотя результаты расчета в литературе [19] приведены с высокой точностью (по $\epsilon_{эфф}$ погрешность менее 0.03 %), следует иметь в виду, что они получены как и для обычной МПЛ в квазистатическом приближении и для полоскового проводника нулевой толщины. Недостаток МПЛ с подвешенной подложкой - низкая проработанность моделей САПР типичных неоднородностей.

III. КОПЛАНАРНЫЙ ВОЛНОВОД - ОСНОВА ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ММИС СВЧ

Копланарная линия, в корпусе-копланарный волновод-КВ (рис. 2г), предложена в определенном смысле как альтернатива обычной МПЛ несимметричного типа.

Считается, что все силовые линии, исходящие от центральной полоски, замыкаются на проводниках лицевой поверхности. При наличии нижней заземленной поверхности (корпуса модуля) взаимодействие нижнего корпуса с центральной полоской практически отсутствует.

При наличии разности потенциалов между крайними проводниками, возбуждается четный тип колебаний, имеющий структуру поля, существенно отличающуюся от основного типа колебаний. Для подавления четного типа между крайними проводниками устанавливается перемычка.

Поскольку в копланарной линии плотность тока на краях проводников несколько больше, чем у обычной МПЛ, погонное затухание КВ может превышать затухание МПЛ при близких значениях размеров и величинах волновых сопротивлений.

Несмотря на этот недостаток, а также на вероятное ухудшение условий теплоотвода на корпус прибора, копланарный волновод рассматривается как наиболее перспективный вид передающей линии для ММИС СВЧ. Простые в конструктивном отношении переходы от КВ к обычным МПЛ и волноводам, унипланарное расположение навесных элементов на лицевой поверхности, исключая сложные внутренние соединения (сквозные отверстия) и обеспечивающее повышение степени интеграции модуля, малая дисперсия параметров $\epsilon_{эфф}$ и Z_0 создают предпосылки для создания широкополосных устройств в диапазоне частот до 120 ГГц.

Аналитическая модель симметричной копланарной линии на подвешенной подложке разработана в квази Т-приближении на основе метода частичных емкостей [19, 20] (рис. 3). Нижняя пластина характеризуется более низкой диэлектрической проницаемостью по сравнению с верхней лицевой пластиной.

В ММИС СВЧ верхняя пластина, например, полуизолирующего арсенида галлия, тонкая и хрупкая, толщиной 100÷150 мкм. Нижняя пластина, например, кварцевая, увеличивает механическую прочность ММИС.

Следует иметь в виду, что близкое расположение нижней металлизированной поверхности может создать условия для распространения квази Т-волны, характерной для обычной МПЛ, что может послужить причиной интерференции волн внутри модуля.

Рассмотрены разные варианты выполнения нижней подложки: пластина с небольшим ϵ , заполнение воздухом с локальным закреплением верхней пластины, а также возможность наращивания однородной пленки арсенида галлия на пластине высокоомного кремния.

Согласно приведенным зависимостям (рис. 4а, б) при изменении величины зазора S в широких пределах ($W = 80\div 100$ мкм) волновое сопротивление изменяется в пределах 30÷100 Ом, что отвечает требованиям к ММИС. Согласно зависимости, представленной на рис. 5, для асимметричного КВ имеется возможность пропорционального измерения размеров W и S при сохранении постоянным волнового сопротивления линии, что расширяет возможности создания ММИС сложной топологической структуры. Уменьшение

"эффекта близости" боковых стенок корпуса волновода достигается соответствующим выбором величины зазора $S \geq 2W_0$.

Погонное затухание ММИС СВЧ

Значение погонного затухания в пассивных элементах МИС определяются как сумма потерь в металлизации (в проводниках), в диэлектрике (в подложках) и на излучение в свободное пространство.

На рис. 6 представлены частотные зависимости потерь в МПЛ и линии с подвешенной подложкой в диапазоне 30÷100 ГГц при волновом сопротивлении 50 Ом. Результаты экспериментальные и теоретические.

Кривая (1) - результат расчета МПЛ [18] методом РД-TLM конечно-разностным для матрицы передающей линии. Кривая (2) - результат расчета для идентичной МПЛ по материалам работы [11] при $\epsilon = 12.7$; $H = 0.1$ мм; $W = 0.07$ мм; $\text{tg}\delta = 2 \cdot 10^{-3}$, толщина проводника 3 мкм. Расчет проводился по модифицированной модели ММИС на полуизолированном GaAs.

Кривая (3) получена по результатам счета с применением программы SUPERCOMPACT этой же МПЛ в диапазоне частот 10÷40 ГГц.

Данные эксперимента авторов хорошо согласуются с результатами работы [11] и кривой (3). Кривые, рассчитанные авторами, соответствуют потерям металлизации (4), полным потерям (5) и полные потери для МПЛ с подложкой i-GaAs, обработанной по 14-му классу (высота микрона ровностей - 0.006 мкм). Кривая (6). Отличие результатов от данных работы [11] в диапазоне частот до 100 ГГц не более 10 %.

Следует отметить значительное расхождение между справочными данными в частности [10] и результатами эксперимента, что обусловлено неадекватностью расчетных моделей двуслойной структуры реальным структурам ММИС.

Характерно, что все зависимости существенной отличаются от прогнозируемой функции $kf^{1/2}$ [21]. В диапазоне высоких частот зависимости соответствуют линейной функции вида $kf+a$ [22].

По результатам расчета линии с подвешенной подложкой в трехмиллиметровом диапазоне следует ожидать снижение погонного затухания в 2÷3 раза.

Мощность, рассеиваемая ММИС

Показано, что величина максимальной рассеиваемой в непрерывном режиме мощности связана с параметрами материала простым соотношением:

$$\frac{P_{\text{max расc}}}{C} = \frac{8\lambda_m}{k\epsilon} \Delta T_{\text{max доп}}, \quad (2)$$

где $k = 0.24$ кал/Дж, λ_m - коэффициент теплопроводности структуры, ϵ - диэлектрическая проницаемость, C - емкость структуры, $T_{\text{max доп}} = T_{\text{собств}} - T_0$ - перепад температур от температуры, близкой к собственной проводимости $T_{\text{собств}}$, до температуры окружающей среды - $T_0 = 300$ °К.

Видно, что отношение $P_{\text{max расc}}/C$ является универсальным параметром, не зависящим от размеров и формы структуры, определяемым только константами материала.

Величина эффективной емкости ММИС (а также транзисторов, диодов) с ростом частоты уменьшается примерно по закону $kf^{1/2}$; допустимое значение мощности изменяется также в соответствии с этой функцией. Согласно (2) ММИС на GaAs имеют существенные преимущества перед кремниевыми МИС также по мощностно-температурным характеристикам.

IV. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ СОЗДАНИЯ ММИС СВЧ

В настоящее время за рубежом арсенид галлия рассматривается фактически в качестве единственного перспективного ^{подложечного} материала для производства ММИС СВЧ. Основные требования к материалу подложки МИС:

- малые потери, определяемые величиной $\text{tg} \delta$ Дб;
- высокое значение ϵ , определяющее линейные размеры схемы и степень интеграции;
- большая теплопроводность;
- соответствие температурного коэффициента линейного расширения подложек и напыленных на них пленок;
- устойчивость к механическим воздействиям;
- низкая стоимость.

Сравнение электрофизических характеристик полуизолирующего арсенида галлия, например, с кварцем показывает, что арсенид галлия уступает только по величине диэлектрических потерь. Теплопроводность арсенида галлия выше, чем у кварца в 4÷7 раз, по температурному коэффициенту линейного расширения арсенид галлия значительно ближе к металлам, используемым при создании МИС. Таким образом, приведенные расчетные данные и результаты эксперимента свидетельствуют о целесообразности широкого использования арсенида галлия ^{в качестве подложки} для создания ММИС в диапазоне длин волн 3÷8 мм.

В работе [24] изучено влияние плотности дислокаций в арсенид-галлиевой подложке на разброс параметров приборов. Для создания МИС и дискретных приборов на GaAs считается перспективным материал i-GaAs с плотностью дислокаций не более $(1÷5) \cdot 10^3 \text{ см}^{-2}$. Требование плоскопараллельности подложек при их толщине 80÷100 мкм не хуже 5 мкм для диаметра пластины 40 мм.

К исходному материалу следует предъявить также требования по удельному сопротивлению. Оно должно быть не менее $10^6÷10^7 \text{ Ом см}$, поверхностное сопротивление $10^8÷10^9 \text{ Ом/см}^2$ после проведения теста по термообработке. ^{необходимое} Наличие буферной системы для последующего формирования активного слоя, снижающей эффект обратного управления элементами МИС не менее, чем в 20 раз по сравнению с обычным буферным слоем на n-GaAs.

Результаты реализации ММИС показывают, что традиционная технология формирования субмикронных транзисторных структур хорошо используется только в диапазоне частот ниже 60 ГГц. Переход к структурам с двумерным электронным газом и гетеропереходом AlGaAs/IGaAs и соответственно к НЕМТ-технологии позволит повысить рабочий диапазон ММИС до 100 ГГц. Важнейшей составляющей технологии является создание затворных электродов с длиной 0.1÷0.15 мкм и с увеличенной площадью поперечного сечения.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Сокращение оборонных заказов в США примерно в 3-4 раза за текущие 6 лет не могло не сказаться на объеме выпуска монолитных схем. Производственные мощности по арсениду галлия в 1994 году составили лишь 9400 дюймов в квадрате, что соответствует 46 % от прогнозируемого уровня.

Хотя завышенный прогноз по объему и совершенствованию технологии производства в целом не оправдался, это не означает свертывания долгосрочных технологических программ [25].

Вероятно, что после периода стабилизации, устойчиво консервативного состояния рынка МИС СВЧ, наступит период роста исследовательских работ и производства МИС на новом конструктивно-технологическом уровне в обеспечение национальных программ аэрокосмических исследований.

По результатам проведенного анализа разработана схема приемного модуля трехмиллиметрового диапазона волн. Следует однако признать, что многие прикладные и фундаментальные вопросы создания ММИС СВЧ и в первую очередь создание расчетных аналитических моделей, представляется нам недостаточно исследованными.

ЛИТЕРАТУРА

1. Howard I. Elowitz, Microwave Journal, v. 37, 8, August, 1994, pp. 82-92.
2. Chao C. et al. K-band monolithic GaAs balanced mixers/ IEEE Trans., 1983, VTT-31, № 1, pp. 11-15.
3. Yuan L.D. A W-band monolithic GaAs crossbar mixer/IEEE Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits Symp 29-30 May 1984. Dig. Pop-New-York, №.7, 1984, pp. 67-69.
4. Gupta G. Dal Conte J. Trends in mm-wave mixer designs/ Microwave Journal, 1984, v. 27, № 46, pp. 83,84,86,88,90-92.
5. Menzel W., Callson H. 140 GHz fin-line components/ IEEE Trans., 1985 MTT-28, № 1, pp. 14-31.
6. Микроэлектроника. Теория, конструирование и производство. Пер. с англ. под ред. Н.П.Богородского. Сов. радио. М., 1966.
7. Pucel R.A. Design Consideration for Monolithic Microwave Circuits/ IEEE Trans., 1981, MTT-29, 6, 1981, pp. 513-534.
8. Орлов О.С. Микроминиатюризация и качество твердотельных устройств СВЧ. Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1987, вып. 10 (404), с. 29-34.
9. Орлов О.С. Проблемы создания монолитно-интегральных СВЧ устройств. Материалы 3-ей крымской конференции г. Севастополь, 1993, том 1, с. 18-23.
10. Микроэлектронные устройства СВЧ. Под ред. Г.И.Веселова. М., Высшая школа, 1988.
11. Радченко В.В. Аналитическая модель микрополосковой линии. Электронная техника, сер. 1. Электроника СВЧ, 1996.
12. Маловичко А.А., Темнов В.М. О построении функциональных устройств на основе многослойных интегральных схем. Сб. "Электроника и техника СВЧ и КВЧ", 1995, № 4 (2).

13. Tzung C.K.C. et al. Full wave Analysis of Lossy Quasi-Planar Transmission Line Incorporating the Metal Modes/ JEEE 1990, MTT-38, 12, pp. 1792-1793.
14. Передающие линии для интегральных схем диапазона миллиметровых волн. Бергер М.Н. Зарубежная радиоэлектроника 1991.
15. Iton T. et al. Analysis of printer Transmission Lines for Monolithic integral Circuits/ Electronics Letter, 1982, 18, 14, p. 596.
16. Орлов О.С., Яковлев Ф.Ф. Методы измерения малых потерь в переходных устройствах сантиметрового и миллиметрового диапазонов. Материалы 3-ей крымской конференции, г. Севастополь, т. 6, 1993, с. 828-832.
17. Неганов В.А., Уваров В.Г. Применение сингулярных интегральных уравнений для расчета волноводно-щелевой линии передачи с намагниченной ферритовой пленкой. "Электродинамика и техника СВЧ и КВЧ", М., 1995, вып. 4, с. 37-40.
18. Zhong M. et al. Losses in GaAs Microstrip and coplanar waveguide/JEEE MTT-S Digest, 1992, pp. 971-974.
19. Shelenberg/ CAD Models for Suspended and Inverted Microstrip/ JEEE-MTT, 1995, vol. 41, 6, pp. 1247-1252.
20. Bedair S.S., Wolff I./ Fast, accurate and simple Approximate Analytic Formulas for calculating the Parameters of supported coplanar Waveguides for MMUC's/ JEEE MTT, v. 40, 1, 1992, pp. 41-48.
21. Liong G.C. et al. Analysis of coplanar waveguide by the Time-Domain Finite-Differences Method/ JEEE MTT-S, Digest, 1989, pp. 1005-1007.
22. Орлов О.С., Рекшинский В.А. Экспериментальные исследования погонного затухания микрополосковых линий методом больших КСВн. "Техника средств связи". Сер. "Радиоизмерительная техника", 1988, вып. 4.
23. Темнов В.М. Поверхностные волны а однополосковой линии передачи. Изв. вузов. Радиофизика. 1991, т. 34, 3, с. 286-291.
24. Оценка свойств пластин полуизолирующего GaAs при изготовлении ИС. Electronic Communications Lab. Techn. J., 33, 4, 1984, pp. 675-693.
25. Microwave Journal, 1994, vol. 37, 4, p. 111.

MMIC COMPONENTS AND DEVICES

Kitayev M.A., Osipov V.P., Orlov O.S.

Salut Co.

7 Larin St., Nizhny Novgorod-603107, Russia

tel. (8312) 66-13-96, fax (8312) 66-50-20

The state of the MMICs research and development are considered. On the base of the defined principles for MMIC design the optimum transmission line types and designs for the 3.6 and 8 - mm wavelengths are chosen. The analysis and computation of the main electrical parameters, such as impedance, attenuation, losses in a wide band of frequencies is given. The technological peculiarities for MMIC components production and development are considered. The produced devices are designed for radiosystems of the commercial equipment.

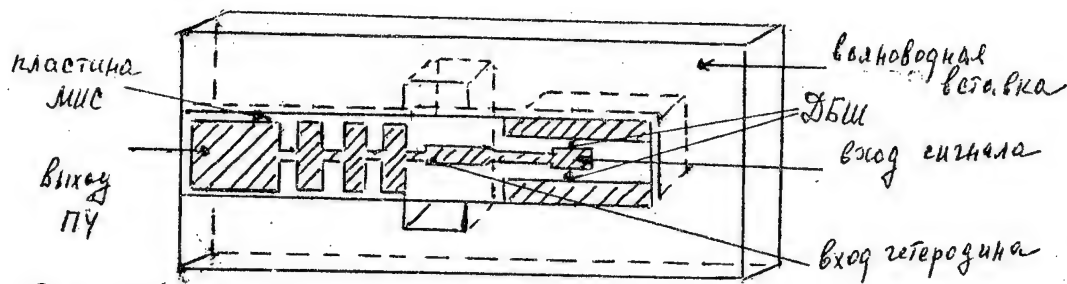
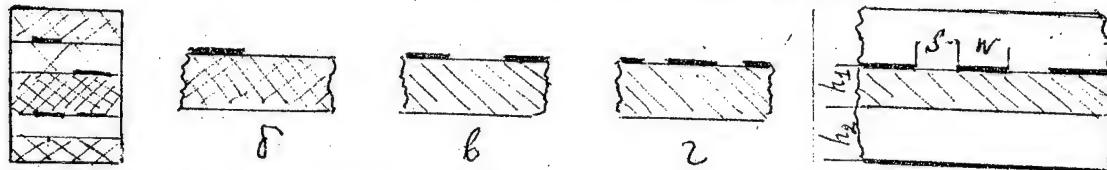


Рис. 1. Балансный смеситель с МИС КВЧ-диапазона.



а Рис. 2. Линии передачи, а - общий вид, б - реберная, в - центровая, г - коллекторная ЛП.

Рис. 3. Коллекторный волновод с подложечной подложкой

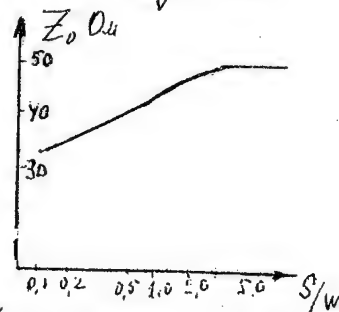
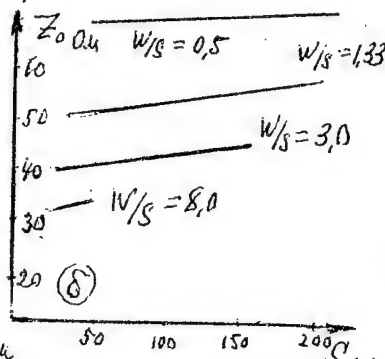
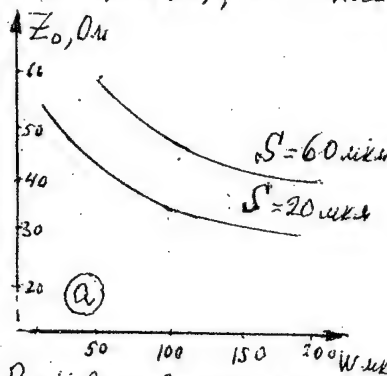


Рис. 4. Волновое сопротивление коллекторной линии с подложечной подложкой как функция W и S.

Рис. 5. Волновое сопротивление в зависимости от S/W (коллектор)

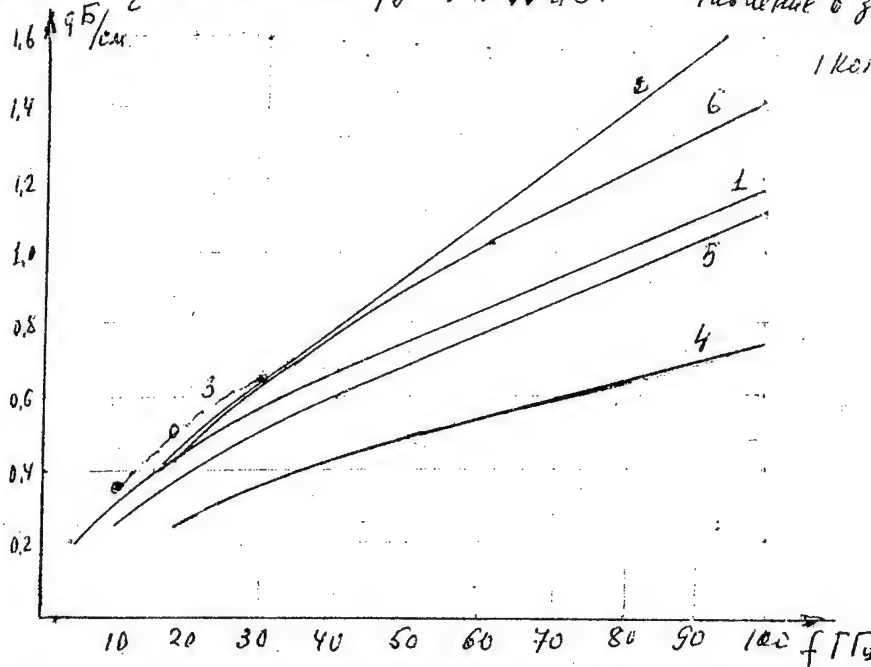


Рис. 6. Зависимость коэффициента затухания МП и ЛП от частоты.

1 - по результатам работы [18], 2 - по результатам [11], 3 - по аналогии с SUPERCOPTRACT, 4 - потери излучения, 5 - парные потери, 6 - потери в GaAs.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ИНТЕГРАЦИЯ В МИКРОВОЛНОВОЙ ОПТОЭЛЕКТРОНИКЕ

Сундучков К.С., АО НПП "Сатурн"
Осинский В.И., Институт кибернетики им. В.М. Глушкова
М.Е.Ильченко, Национальный технический университет
А.А.Мержвинский, Институт кибернетики им. В.М. Глушкова
А.А. Воронько А.А. АО НПП "Сатурн"

Аннотация

Рассматриваются проблемы снятия физических ограничений информационно-пропускной способности каналов связи применением волоконно-оптических линий мега- и гигабитного диапазонов. Проведен анализ граничных скоростей модуляции различных структур излучателей, фотоприемников и их интеграции со схемами на основе соединений A_3B_5 и Si . Приводятся параметры и характеристики разработанных комплектов интегральных приемных и передающих устройств на длины волн 1,3 и 1,55 мкм и скорости 155 Мбит/сек и 1,1 Гбит/сек. Основным условием достижения свехвысоких скоростей являются функциональная и технологическая интеграция лазерных, фотоприемных и транзисторных микроструктур. Показаны особенности интегральных технологий для увеличения скоростей до 10 Гбит/сек и выше.

Введение

Использование радио-частотного диапазона для телекоммуникаций имеет существенное ограничение - дефицит полос рабочих частот, использование которого определяется рекомендациями ИККР. Наиболее радикальное решение - переход к использованию оптического диапазона, в частности, оптические волоконные линии связи (ВОЛС) мега- и гигабитного диапазонов.

Базовыми элементами для построения ВОЛС, осуществляющими преобразование электрических импульсов стандартных уровней (например, ЭСЛ) в оптические и наоборот являются передатчики и приемники ВОЛС. Они входят в состав оконечных и линейных устройств, мультиплексоров и кроссовых коммутаров скоростных каналов телекоммуникационных сред.

Другая широкая область применения ВОЛС - для передачи данных между устройствами или узлами быстродействующих ЭВМ и других информационных средств. Преимущество ВОЛС - большая электромагнитная помехоустойчивость, возможность уменьшить количество согласованных электрических линий связи, а при снижении рабочих токов излучателя (до значений меньших порядка 50 мА) достигаются и лучшие энергетические показатели.

Повышение скорости передачи при заданных параметрах приемо-передающего тракта определяет пропорциональное уменьшение энергии, затрачиваемой на передачу 1 бита и соответственно максимально допустимые значения емкостей и индуктивностей элементов электрической цепи. Необходимым условием достижения свехвысоких скоростей является функциональная и технологическая интеграция активных и пассивных элементов. В настоящей работе рассматриваются возникающие на свехвысоких частотах проблемы взаимодействия лазерных и фотоприемных элементов с микроструктурами передающих (ПОМ) и приемных модулей (ПРОМ) на основе кремния и гетероструктур соединений A_3B_5 . Основные функциональные

компоненты производимых сегодня передатчиков и приемников приведены в таблице 1.

Функциональная и технологическая интеграция волоконно-оптических модулей - принципиальный путь повышения быстродействия ВОЛС.

Наиболее перспективными материалами для интегральной оптоэлектроники являются многокомпонентные полупроводники в системе GaInAsP, так как их состав (соответственно ΔE и λ) можно одновременно варьировать в широком диапазоне и при этом получать минимальный параметр рассогласования между гетероэпитаксиальными слоями и подложкой ($\Delta a/a \sim 10^{-3} - 10^{-4}$). Этот метод, известный как зонная инженерия, позволяет создавать на одной пластине самые разнообразные оптоэлектронные и электронные приборы, оптимизированные по составу и структурному совершенству для выполнения требуемых функций.

Таким образом, существует возможность реализовать на одном кристалле приемный модуль, передающий или даже трансивер.

Для контроля и стабилизации излучения по длине волны, интенсивности и распределению мод полупроводниковых излучателей используется фотоприемник. Размещение данного фотоприемника в непосредственной близости от источника измерения обеспечивает явные преимущества в отношении стоимости, габаритных размеров и надежности по сравнению с аналогичными устройствами на основе дискретных элементов. При этом можно выделить такие основные требования, предъявляемые к светодиоду:

- спектральная чувствительность должна соответствовать спектру излучения источника;

- значение квантовой эффективности и уровень шума в этом случае имеют второстепенное значение из-за близкого расположения источника излучения и фотоприемника.

Для стабилизации выходных характеристик лазерного излучателя фотодиод расположен в цепи обратной связи, где варьируется значение тока инжекции лазера и его температурой.

Для одномодовых систем передачи необходима одновременная стабилизация по мощности излучения и длине волны, так как при увеличении мощности тока накачки для достижения необходимой мощности излучения может измениться длина волны - будет необходима коррекция рабочей температуры лазера.

Для обеспечения контроля и стабилизации мод в одномодовых лазерных системах перспективен двухцветный фотоприемник, который позволяет за счет измерения отношения сигналов двух фотодиодов получить разрешение 2 нм, что вполне достаточно для фиксации мод в одномодовом лазере. Для уменьшения шума, повышения быстродействия, надежности приемного модуля первый каскад усиления и фотодиод необходимо разместить в одном кристалле. Для получения необходимого коэффициента усиления фототока концентрация носителей в канале полевого транзистора должна быть $\sim 10^{17} \text{ см}^{-3}$, а его толщина 200-500 нм. В то же время для обеспечения высокого квантового выхода толщина области пространственного заряда фотодиода должна быть 2-4 мкм, для чего необходима концентрация свободных электронов 10^{15} см^{-3} . В этом состоит основное противоречие в требованиях, предъявляемых к исходному материалу для этих двух приборов. Чтобы его преодолеть, конструируют

непланарные приборы, в которых предусилитель на полевом транзисторе размещается на одном уровне, а р-і-n-фотодиод - на другом.

В сверхскоростных устройствах связи обычно используются $n+\text{InP}-n\text{InGaAsP}-i\text{InGaAsP}-p\text{InGaAsP}-p+\text{InP}$, светоизлучающие диоды (СИД) и лазеры (ЛД) излучающие на длинах волн 1,3 или 1,55 мкм. Гетероструктуры обычно получаются методами МОС-гидридной, МЛЭ или жидкофазной эпитаксии.

Проблема отвода тепла от излучателя при эксплуатации ВОЛС решается путем интеграции чипа и микрохолодильника, работающего на эффекте Пельтье. Они используются в ВОЛС, рассчитанных на длинные линии с большим затуханием. Управление микрохолодильником осуществляется на основании сигналов специально устанавливаемого датчика температуры. Для коротких линий с малым затуханием и чувствительным приемником упрощение конструкции может быть достигнуто разработкой лазеров с малым пороговым током (или маломощных светодиодных излучателей) и посадкой чипа на теплопроводящее основание с малым тепловым сопротивлением.

Для модуляции излучателей используются кремниевые монолитные интегральные схемы (МИС) драйверов в диапазоне до 800 Mbit/s и GaAs или InP/InGaAsP (МИС) для более высоких скоростей. Стандартные структуры ЛД допускают модуляцию до ~ 10 GHz и СИД до 700 MHz. Но специальные квантоворазмерные трехэлектродные структуры светодиодов и лазеров, называемые ледисторами и лазисторами могут модулироваться до 100 ГГц (Фиг.1).

Обычно используемые р-і-n-фотоприемники создаются на гетероструктурах $n+\text{InP}-n\text{InGaAs}-i\text{InGaAs}-p\text{InP}$, получаемых молекулярно-лучевой, МОС-гидридной или жидкофазной эпитаксией с последующей низко-температурной диффузией цинка в открытой системе.

Выбор способов и технологий интеграции излучателей со схемами драйверов, также как фотоприемников со схемами усиления и формирования логических уровней определяется значениями скоростей передачи.

Для скоростей до 700 Mbit/s возможна интеграция АЗВ5 с кремнием методами гетеро- и селективной эпитаксии [2].

В гигабитном диапазоне более перспективна интеграция лазеров и фотоприемников с НВТ-микроструктурами, которые формируются МОСVD и MBE процессами (Рис.).

Наиболее существенными факторами, определяющими структуру приемника ВОЛС являются выбранные концепции решения следующих проблем:

- 1) *Большой динамический диапазон сигналов на входе приемника*, (определяемый длиной линии, затуханием и т.д.). Решения - автоматическая регулировка усиления либо применение большого количества каскадов усиления, каждый из которых входит в насыщение по мере роста максимальных значений входного сигнала.
- 2) *Снижение допустимой вероятности ошибки* (до значений менее 10-12): обеспечивается выбором соответствующего соотношения сигнал/шум и оптимизацией частотной характеристики с учетом характеристик спектров шумов и передаваемого сигнала.
- 3) *Повышение чувствительности приемника*: достигается интеграцией фотоприемника с предусилителем и передачей сигнала к постусилителю с помощью линии с постоянным характеристическим сопротивлением; согласованием высокого сопротивления фотоприемника с обычно низким

Таблица 1. Основные структурные единицы приемных и передающих оптических модулей.

Передатчики		Приемники	
Структурная единица	Схематическое изображение	Структурная единица	Схематическое изображение
Исходная пластина		Исходная пластина	
Лазер-чип на радиаторе		Pin-чип на пьедестале с контактными площадками	
Корпусированный светодиод		Корпусированный фотоприемник	
Лазер интегрированный с оптической системой и коннектором		Фотоприемник интегрированный с оптической системой и коннектором	
Интегральная микросхема "драйвер лазера"		Безкорпусная интегральная микросхема "предусилитель фотоприемника"	
Передающий модуль		Фотоприемник интегрированный с предусилителем	
Приемо-передающий модуль		Приемный модуль	
Матрица лазеров со схемами управления		Матрица фотоприемников, интегрированных с усилителем считывания	

характеристическим сопротивлением специально спроектированной схемой предусилителя; применение когерентных методов приема.

4) *Склонность приемника к самовозбуждению и чувствительность к помехам создаваемым драйвером передатчика*, резко возрастающие с увеличением коэффициента усиления и диапазона частот; они уменьшаются введением предварительного усиления сигнала в предусилителе, снижением расчетного значения коэффициента усиления одного каскада (увеличение общего числа каскадов), дезинтеграцией приемника и передатчика из одного модуля.

5) *Контроль оптического сигнала на входе приемника* (наличия), определяемый международными нормами проектирования открытых систем, решается введением соответствующего функционального блока. На наш взгляд, уже в ближайшем будущем этот сигнал может использоваться для дистанционного измерения деградации уровня оптического сигнала.

Большинство указанных требований решено в интегральных микросхемах приведенных в табл. 3.

Проведенные нами исследования граничной частоты модуляции излучателей показали, что стандартные структуры допускают модуляцию гетеролазеров до ~ 10 ГГц и светодиодов до 30 МГц [2]. Специальные структуры светодиодов допускают модуляцию до 700 МГц.

Фотоприемники представляют собой р-і-п фотодиоды, созданные на гетероструктурах $n+\text{InP}-n\text{InGaAs}-i\text{InGaAs}-p\text{InP}$, полученные жидкофазной или МОС - гидридной эпитаксией с последующей низкотемпературной диффузией цинка в открытой системе. Нами осуществляется стабилизация и защита поверхности полиимидной пленкой, что обеспечивает обратные токи диодов менее 10^{-13} А.

Таблица 2. Основные параметры приемных и передающих модулей и ВОЛС на их основе.

Тип модуля	λ нм	HEBR 14X2	HEBR 14X4	HEBR 1312T	HEBR 5205	Фотон1	Фотон2
		820	820	1300	1300		
		200 PCS	100/140	62/125	62/125	62/125	12/95
	Мощность дБм	-6,5	-12	-17	- 20	- 14	-14
HEBR 24X2	-25,4	5MBd 3,5 км	5 Mbd 4,1 км				
HEBR 24X4	-35,6	30mbd 650 м	30 Mbd 3,3 км				
HEBR 2316T				125 Mbd 2 км			
HEBR 5205	-30				155Mbps 2 км		
Фотон1	- 30					1250 2 км	
Фотон 2	-30						155 Mbs 1 км

Усиление сигнала фотодиодов выполняется аналоговым предусилителем и последующей интегральной схемой, которая формирует ТТЛ или ЭСЛ уровень.

Наиболее перспективны для интеграции узла полупроводниковый элемент/оптоволокно - монолитные микроструктуры Si/A3B5 [2], которые позволяют интегрировать кремниевые СБИС с GaAs либо и InP, образующие схемы на высокоскоростных транзисторах (FET или HBT), светодиоды, лазерные диоды и фотоприемники.

Одним из перспективных решений, решающих проблему оптимизации и юстировки ввода излучения в рабочую область фотоприемника является применение оптически прозрачной подложки, на одной стороне которой изготовлен фотоприемник, а на другой - френелевская линза, созданная методами электронной литографии. Рабочая область определяется допустимой раз'юстировкой оптической оси волокна и фотоприемника.

Для обеспечения приемлемых значений вероятности ошибки (10^{-12}) и исключения специальных требований к лазеру и приемнику важно минимизировать отражения от концов линии передачи и поверхности фотодиода, что достигается применением соответствующего функционального оптического элемента - оптического изолятора (в простейшем случае это может быть скол торца оптоволокна под углом $5-7^\circ$ к оси волокна).

Измерения, проведенные на комплекте мегабитных транссиверов показали, что они могут применяться в высокоскоростных оптических волоконных системах передачи информации, и после некоторого модифицирования - в локальных компьютерных сетях.

В последние несколько лет разработаны десятигигабитные интегральные микросхемы и модули на них, но сегодня имеется потребность в увеличении скоростей передачи информации до более чем 40 Гб/с. Переход выше 40 Гб/с, однако, является определенным барьером, и требуется применять различные новшества и пути значительного улучшения старых технологий.

Несмотря на интегральное исполнение проектирование ИМС для оптических коммуникаций традиционно базируется на методике проектирования низко - частотных схем на навесных элементах. Но так как спектр применяемых сигналов простирается в миллиметровый диапазон волн, мы должны использовать методы проектирования микроволновых схем. В то же время для оптических системы связи схемы должны функционировать и от килогерцовых частот потому что сигналы данных могут иметь спектры с низкой частотой. Это означает, что в этом сконпонованном диапазоне частот и в обычную методику проектирования ИМС необходимо привнести свои методы проектирования, включающие как методы проектирования обычных схем на гибридных элементах, так и методы проектирования микроволновых цепей. Возникает необходимость в транзисторах, которые функционируют на частоте большей чем 120 ГГц. InP НЕМТ - одна из наиболее перспективных структур в миллиметровом диапазоне волн. С применением новых методов разработан ряд ключевых компонентов ИМС используя InP НЕМТ с длиной затвора 0,1 - 0,15 мкм [4]: постоянный ток (ПТ) - 32 ГГц предусилитель, 34-40-ГГц ограничивающий усилитель, распределительная ячейка Гильберта и ПТ- 90 - ГГц распределенный широкополосный усилитель на FET.

Какие же функциональные и конструктивно- технологические новшества введены для получения столь высоких скоростей.

1) Использование электрических цепей, корректирующих влияние на коэффициент усиления частотно-зависимых параметров транзистора;

2) Использование для передачи сигналов копланарных волноводных линий с характеристическим сопротивлением обеспечивающим согласование источника сигнала и нагрузки и оптимизированным с учетом приемлемого соотношения усиление/площадь;

3) Достижение необходимого коэффициента передачи применением метода распределенного усиления.

Заключение

Ожидается, что скоростные и сверхскоростные оптические волоконные системы передачи будут основой будущих мультимедиа коммуникаций и быстродействующие интегральные схемы будут ключевой компонентой в этих системах.

Основные информативные ограничения высокой скорости передачи могут быть преодолены интеграцией твердотельных структур мега- и гигабитных волоконно-оптических линий связи.

Анализ показал возможности увеличения граничной частоты передачи до 100 ГГц используя лазисторы и ледисторы, интегрированные с кремнием или A_3B_5 .

Ссылки:

1. Sunduchkov K.S., Shelkovnikov B.N. Microwave Devices for Communication Systems Receivers. Proceeding of the 4th International Simposium of Recent Advances in Microwave Technology. Isramt'93. New Delhi: Agra (India) December 15-18, 1993, p.142.

2. Осинский В.И., Привалов В.И., Тихоненко О.Я. Оптоэлектронные структуры на многокомпонентных полупроводниках, 1981, 208 с.

3. Laser Focus World Vol. 28 N5 1992. P. 217.

4. Imai, S. Kimura, T. Enoci, Y. Umeda. "A DC-to-100-GHz InP HEMT 1:2 Distributor IC Using Distributed Amplification" in Microwave and Guided wave letters, 1996, v.6, N7, p.256-258.

THE FUNCTIONAL AND TECHNOLOGICAL INTEGRATION IN MICROWAVE OPTOELECTRONIC

Sunduchkov K.

joint-stock company "Saturn", 2nd 50-let Oktiabria Ave., Kiev-148, Ukraine

tel. (044) 477-67-39, fax (044) 477-62-08

Osinsky V., Mergvinsky A.,

Glushkov's IC of NAS of Ukraine, 40 Akademika Glushkova Ave., Kiev-207, Ukraine

tel. 266-00-82, 477-94-18

Ilchenko M., Voronko A., NTU of Ukraine "KPI", 37 Pobedy Ave., Kiev-252056, Ukraine

tel. 441-12-20

The problems of physical restructions removal off the information carrying ability of communication channels by application of optical fibre lines of mega- and gigabit ranges are considered. The analysis of boundary modulation speeds of various structures of radiators, photoreceivers and their integration with GaAs, multicomponent semiconductors and Si based structures, is considered. The parameters and characteristics of developed complete set of integrated receiving and transmitting devices for 1.3 and 1.55 μm wave lengths and 155 Mb/s and 1.1 Gb/s speeds have been presented. The main condition of superhigh speeds achievement is the functional and technological integration of laser, photoreceiver and transistor microstructures.

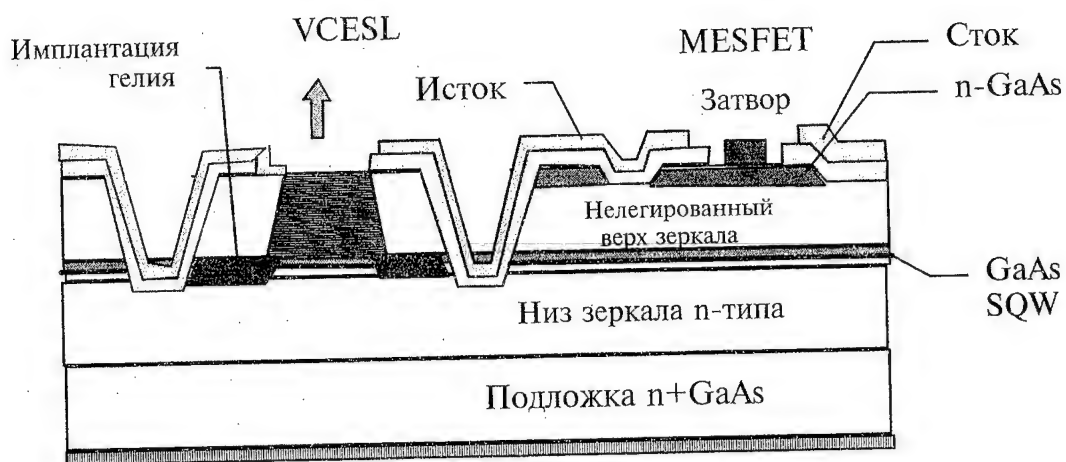
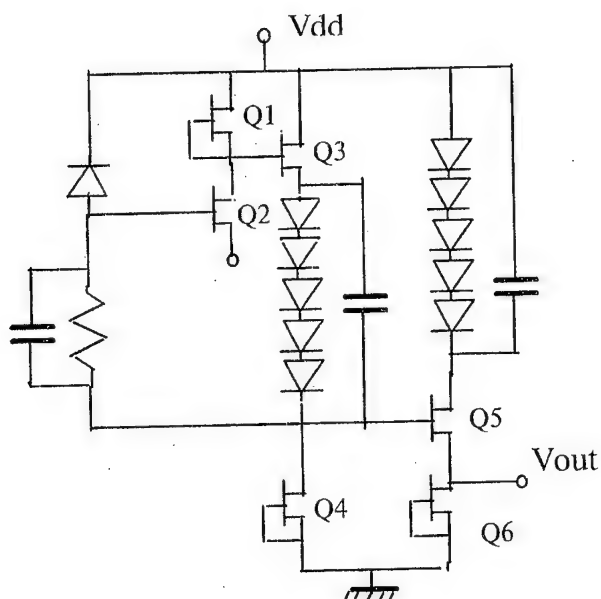
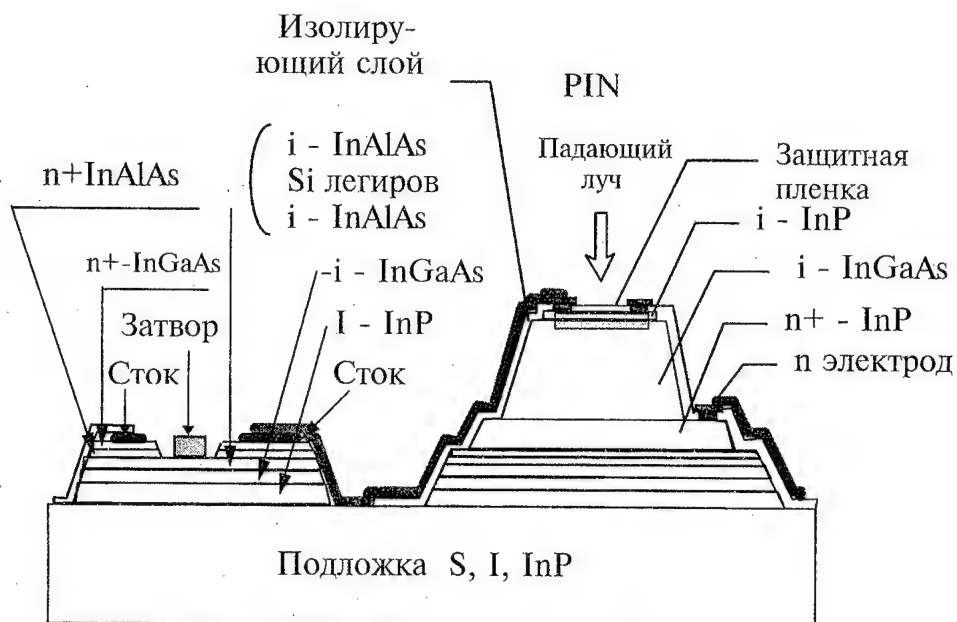


Рис.3 Схема интеграции лазера с одной квантовой ямой и полевого транзистора



Фиг. 4 . Принципиальная схема p-i-n-HEMT приемника



Фиг. 5 . Вид поперечного сечения монолитно-интегрированного p-i-n-HEMT приемника

ГЕНЕРАЦИЯ СВЧ-КОЛЕБАНИЙ В ЗАМЕДЛЯЮЩИХ ЛИНИЯХ С МАГНИТНОЙ САМОИЗОЛЯЦИЕЙ

В.А.Балакирев, П.И.Марков, Г.В.Сотников

ННЦ "Харьковский физико-технический институт", Харьков 310108

Ю.В.Ткач

Институт электромагнитных исследований, пр.Правды 5, Харьков 310022

Аннотация. Сделан обзор современного состояния исследований генерации и усиления микроволн в коаксиальных замедляющих линиях (ЗЛ) с магнитной самоизоляцией. Замедляющая структура представляет собой коаксиальную линию с диафрагмами на аноде (анодная ЗЛ) или на катоде (катодная ЗЛ). Бриллюэновское течение образуется в результате взрывной эмиссии с катода структуры и дальнейшей самосогласованной динамики в собственных электрических и магнитных полях. Исследование неустойчивости такого потока показывает, что эффективность взаимодействия в ЗЛ значительно выше, чем в коаксиальной линии с гладкими стенками.

ВВЕДЕНИЕ.

В последнее время увеличился интерес к исследованиям возбуждения СВЧ-колебаний в приборах с магнитной самоизоляцией. Интенсивные исследования, как теоретические так и экспериментальные, ведутся в лабораториях США, Великобритании, России, Украины.

Идея магнитной изоляции очень проста и заключается в использовании магнитного поля для предотвращения закорачивания анод-катодного промежутка. Магнитное поле, направленное параллельно электродам, заворачивает электроны, эмитированные катодом, препятствуя их попаданию на анод. В результате дрейфа электронов в скрещенных электрическом и магнитном полях формируется электронное течение вдоль катодной поверхности. Магнитная изоляция в одночастотном приближении была исследована еще в 1921 г. [1]. Классическим СВЧ прибором, в котором реализована идея магнитной изоляции, является магнетрон. В качестве примеров устройств и явлений, в основе которых лежит эффект магнитной изоляции, можно назвать ионные диоды, пеннинговский разряд.

В последние годы для передачи больших потоков энергии от генератора к нагрузке, например в установках по электронному термоядерному синтезу, широкое применение получили вакуумные линии с магнитной самоизоляцией [2]. Впервые явление магнитной самоизоляции использовано для передачи энергии по вакуумной коаксиальной линии длиной до 7м на установке AURORA [3].

При больших потоках энергии порядка 10^{10} Вт/см² и выше напряженность электрического поля в вакуумной передающей линии превосходит пороговое значение $E \propto (2 \div 3) \cdot 10^5$ В/см, при котором происходит взрывная эмиссия с отрицательного электрода линии. Эмиссия электронов обычно происходит в начале линии с задержкой в несколько наносекунд относительно импульса напряжения. Электронный поток вначале попадает на анод, а затем под действием электродинамических сил сносится

к концу линии. Цепь замыкается либо током утечки на конце линии, если она разомкнута, либо током в нагрузке. Превышение магнитного поля, которое создается как электронным потоком, так и током по внутреннему электроду, над электрическим обеспечивает существование стационарного течения. Для этого необходимо, чтобы ток в линии достиг или превысил некоторое минимальное значение, которое определяется приложенным напряжением и геометрией линии.

Наличие электронного потока в линии наталкивает на мысль об его использовании для усиления и генерации СВЧ электромагнитных колебаний [4-7]. Для этого необходимо, чтобы в линии могла распространяться медленная волна ($v_{ph} < c$, v_{ph} - фазовая скорость, c - скорость света в вакууме). Необходимого замедления волны можно добиться различными способами, например, гофрировкой одного или двух электродов коаксиальной или плоской линий, использованием цепочки резонаторов или замедляющих структур типа гребенки. Такого рода генераторы и усилители с магнитной самоизоляцией имеют общие черты прежде всего с магнетроном. С той лишь разницей, что в магнетроне для магнитной изоляции используется внешнее магнитное поле, а в генераторах с магнитной самоизоляцией (MILO-Magnetic Insulated Line Oscillator) - собственное самосогласованное магнитное поле. При фиксированной геометрии замедляющей линии параметры стационарного течения электронов: его ток, энергия, поперечный размер и т.д. определяются единственным параметром - напряжением, приложенным к электродам. Приложенным напряжением будут определяться и параметры генератора: частоты генерации, генерируемая мощность, электронный КПД. Такая "жесткость" генераторов этого типа позволяет надеяться на их высокую устойчивость в работе [6, 7].

В настоящей работе сделан обзор теоретических исследований возбуждения электромагнитных колебаний в замедляющих линиях с магнитной самоизоляцией.

СТАЦИОНАРНОЕ ТЕЧЕНИЕ В ЛИНИИ.

Важным параметром, разделяющим режимы работы линии с магнитной самоизоляцией, является величина $K = l/\tau_f$, где l - длина отрезка линии, τ_f - длительность фронта импульса. При $K \ll 1$ справедливо стационарное приближение. Электроды линии можно рассматривать просто как пластины конденсатора, в которых протекает ток. В длинной линии необходимо учитывать волновой характер распространения импульса (волновой режим, см. например [2]). Ниже мы ограничимся стационарным приближением, предполагая условие выполненным.

В настоящее время наибольшее распространение получили две модели электронных потоков в магнитоизолированных линиях:

- а) двухпотоковая, в которой электроны движутся по циклоидам, начинающимся и заканчивающимся на поверхности катода
- б) однопотоковая или бриллюэновская модель [8], в которой электроны движутся параллельно поверхности электродов со скоростью дрейфа в скрещенных электрическом и магнитном полях.

Теория двухпотоковой модели магнитной изоляции развита в работах [9-13]. Следует отметить, что наличие двух встречных потоков делает течение сильно неустойчивым [14, 15]. Время развития неустойчивости такого состояния оказывается меньше времени формирования потока, которое по порядку величины равно времени пролета электронов через слой. Поэтому двухпотоковые течения практически не реализуются [15]. Результаты численного моделирования показывают [16], что вместо него формируется течение, близкое к бриллюэновскому. Электроны в потоке движутся не по циклоидам, а скорее по прямым, совершая малые колебания.

Таким образом, численное моделирование, а также экспериментальные исследования [2] показали, что для описания течения электронов в линиях с магнитной изоляцией наиболее подходящим является бриллюэновское приближение. Основные результаты этой теории получены в работах [2, 17-19].

Рассмотрим коаксиальную вакуумную линию передачи. Идеально проводящие внутренний и внешний электроды имеют радиусы a и b соответственно. Между электродами приложена разность потенциалов U . Электронное течение толщиной r_* прижато к катоду, которым является внутренний электрод. Вообще говоря, электронный слой может быть оторван от катода. Однако энергетически такое течение невыгодно и в экспериментах, как правило, не реализуется.

Система уравнений, описывающая стационарное осесимметричное течение, включает в себя уравнения гидродинамики для электронов и уравнений Максвелла для поля. Решив её для параметров течения имеем следующие зависимости от поперечной координаты:

$$v_z/c = \text{th } \psi, \quad \gamma_0 = \text{ch } \psi, \quad 4\pi e^2 n/m = \omega_c^2 (a^2/r^2) \text{ch } \psi, \quad \psi(r) = \alpha \ln(r/a),$$

где $\alpha = \omega_c a/c$, $\omega_c = eH_c/mc$ – циклотронная частота на катоде. Параметр α полностью определяется током, текущим по катоду, $\alpha = 2I_c/I_A$, где $I_A = mc^3/e = 17kA$.

Нетрудно видеть, что отношение квадратов плазменной частоты $\omega_p^2 = 4\pi e^2/m\gamma_0$ и циклотронной $\omega_H^2 = \omega_c^2/\gamma_0^2$ равно единице во всем объёме электронного слоя.

Параметры течения определяются следующими соотношениями:

$$\gamma = \text{ch } \psi_0 + (s-1)\psi \text{ sh } \psi_0, \quad i = s \cdot \text{ch } \psi_0 \quad (1)$$

где $\gamma = 1 + eU/mc^2$, $\psi_0 = (2I_c/I_A) \ln(r_*/a)$, $i = (2I/I_A) \ln(b/a)$ – безразмерный ток в линии. Ток, текущий по катоду, $i_c = (2I_c/I_A) \ln(b/a)$ и полный ток i связаны с введенными параметрами соотношениями

$$i_c = s\psi_0, \quad i/i_c = \text{ch } \psi_0 = \gamma_m, \quad (2)$$

где γ_m – релятивистский фактор электронов на границе слоя. При заданных напряжении γ и токе в линии i соотношения (1-2) позволяют определить остальные параметры течения: толщину, полный ток, переносимый электронами в вакуумном промежутке, максимальную энергию частиц.

Исключив из соотношений (1) параметр s , можно выразить ток в линии как функцию ψ_0 при фиксированном напряжении γ

$$i = (\gamma - \text{ch } \psi_0 + \psi_0 \text{ sh } \psi_0) / \text{th } \psi_0.$$

Эта функция имеет минимум при

$$\gamma = \text{ch } \psi_0 + \psi_0 \text{ sh}^3 \psi_0. \quad (3)$$

Полный ток, катодный ток и параметр s в этом случае определяются выражениями:

$$i_m = \psi_0 \text{ ch}^3 \psi_0, \quad i_c = \psi_0 \text{ ch}^2 \psi_0, \quad s = \text{ch}^2 \psi_0 = \gamma_m^2. \quad (4)$$

Как следует из численного анализа (3-4), с ростом напряжения минимальный ток растёт, причем в области релятивистских энергий по линейному закону $i_m = \gamma$, $\gamma \gg 1$. Ток в катоде i_c также растет, однако его вклад в полный ток с ростом медленно убывает. В частности, при $\gamma = 3$ примерно 66% от полного тока приходится на ток, текущий в катоде, и лишь 34% – на течение электронов в вакуумном промежутке. С ростом напряжения параметр s растёт, а следовательно толщина слоя убывает. Растёт также, хотя и медленно, максимальная энергия частиц. Например, при $\gamma = 3$, или напряжении 1 МВ, максимальная энергия составляет 250 КВ.

ВОЛНЫ И НЕУСТОЙЧИВОСТИ БРИЛЛЮЭНОВСКОГО ПОТОКА В ПЕРЕДАЮЩЕЙ ЛИНИИ С ГЛАДКИМИ СТЕНКАМИ.

Следующим шагом теории является изучение вопроса об устойчивости стационарного течения. Например, двухпотокное состояние практически не реализуется из-за его сильной неустойчивости. Стационарное бриллюэновское течение является неравновесным уже потому, что в нем имеется шир скорости (энергии). От нулевого значения на катоде продольная скорость течения монотонно нарастает и достигает максимума на границе слоя.

Данный раздел посвящен исследованию распространения и возбуждения колебаний в бриллюэновском потоке. Перед изложением основного материала остановимся кратко на истории вопроса. Неустойчивость двухпотокного нерелятивистского течения в магнетроне исследована в работе [14]. Теория неустойчивостей однопотокного бриллюэновского течения в потенциальном приближении изложена в работе [21]. В теории электронных потоков, движущихся в скрещенных полях, важным параметром является отношение квадратов плазменной и циклотронной частот $q = \omega_p^2 / \omega_H^2 \leq 1$. Для бриллюэновского течения $q = 1$. Неустойчивость потоков при произвольном $q < 1$ рассмотрена Бунеманом и др. в [22]. В работе [23] получена линейная система уравнений, описывающая неустойчивости релятивистского бриллюэновского течения в коаксиальной линии передачи. Волны и неустойчивости в плоской линии с магнитной изоляцией исследованы в [24, 25]. В этих работах получено дисперсионное уравнение, описывающее колебания прижатого к катоду релятивистского бриллюэновского ($q = 1$) течения. Показано, что относительно наиболее опасных низкочастотных крупномасштабных возмущений поток устойчив. Неустойчивость развивается в диапазоне высоких частот $\omega > \omega_p$. Эта неустойчивость получила название магнетронной. Ее возникновение связано с тем, что для волн с частотами $\omega > \omega_p$ в объеме течения имеется слой, где выполнено условие резонанса на нормальном эффекте Доплера $\omega = kv_0(x) + \omega_c / \gamma_0(x)$, где k – продольное волновое число возмущения, $v_0(x)$, $\gamma_0(x)$ – скорость и релятивистский фактор течения. В резонансном слое происходит циклотронное поглощение энергии поля поверхностных волн потока. Поскольку медленная ($\omega/k < v_*$, v_* – скорость течения на границе) поверхностная волна потока, связанная с наличием свободной границы, имеет отрицательную энергию, то циклотронные потери энергии приводят к неустойчивости. В работе [26] обобщены результаты работы [25] на случай двух свободных границ течения. Кроме этого рассмотрен общий случай произвольных значений параметра $q \leq 1$. Наличие второй свободной границы (вакуумного промежутка между электронным слоем и катодом) качественно меняет картину. В области низких частот развивается диокотронная неустойчивость, а в области высоких частот возникает вторая ветвь неустойчивых магнетронных колебаний, связанная с резонансной циклотронной раскачкой на аномальном эффекте Доплера $\omega = kv_0(x) - \omega_c / \gamma_0(x)$ колебаний прикатодной границы течения. Напомним, что в передающих линиях с магнитной самоизоляцией реализуется, как правило, прижатое течение, поскольку оно энергетически более выгодно.

За нарастание волны при развитии магнетронной неустойчивости ответственна небольшая группа частиц в окрестности резонансного слоя. Поэтому нелинейное насыщение неустойчивости должно происходить на относительно низком уровне колебаний. По своей природе магнетронная неустойчивость аналогична кинетическим неустойчивостям в плазме потоков частиц с большим энергетическим разбросом [27]. Возбуждение шумовых колебаний с широким частотным спектром приведет к слаботурбулентному состоянию течения и, в частности, к диффузии электронов поперек магнитного поля и возникновению турбулентных токов утечки. Проводя аналогию с магнетроном, можно говорить о формировании "кипящего" слоя в линии передачи. С точки зрения макроскопической устойчивости течения магнетронная неустойчивость опасности не представляет.

Будем отталкиваться от самосогласованной стационарной бриллюэновской модели течения в плоской линии передачи. Нас будут интересовать только электронные колебания без участия ионов. Как это обычно делается, представим все величины в виде суммы их стационарных значений и волновых возмущений, распространяющихся вдоль системы $f = f_0(x) + f_1(x) \exp(ikz - i\omega t)$. Возмущения электромагнитного поля могут быть двух типов: ТЕ и ТМ-волны, отличающиеся поляризацией. Возмущения ТЕ-типа устойчивы [25]. Дисперсионное уравнение для ТМ-волн получено и проведено детальное исследование их устойчивости в [23, 24]. В этих работах показано, что поперечные компоненты электромагнитного поля имеют особенность в точке $\omega - kv_0(x) = \pm \omega_c / \gamma_0$. Верхний знак соответствует резонансу на нормальном эффекте Допплера, а нижний – на аномальном. В окрестности резонансных слоев течение эффективно взаимодействует с электромагнитными волнами. Причем в слое, где выполнено условие нормального эффекта Допплера, происходит поглощение энергии волны так же, как это имеет место в окрестности точки плазменного резонанса в неоднородной плазме [28, 29]. В области резонанса на аномальном эффекте Допплера возможно усиление волны резонансным слоем течения.

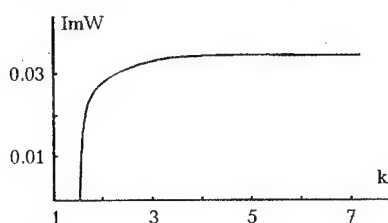


Рис. 1.

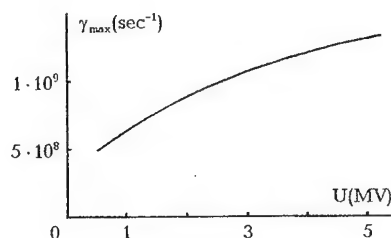


Рис. 2.

В качестве примера на рис.1 представлена зависимость безразмерного инкремента магнетронной неустойчивости $ImW = Im\omega / \omega_c$ от волнового числа возмущения для напряжения в линии $U = 2$ МВ и величины анод-катодного расстояния 4 см. Волны с $K \equiv kc / \omega_c > K_* = 1,56$ неустойчивы. Граничному значению волнового числа K_* соответствует частота $W = 1$. С ростом K инкремент неустойчивости быстро возрастает и выходит практически на постоянное значение, примерно равное 0,0345. Очень слабо выраженный максимум наблюдается при $K = 5,2$. На рис.2 представлена зависимость максимального инкремента $\gamma = (Im\omega)_{max}$ от напряжения. С ростом напряжения инкремент медленно растет, в то время как безразмерный инкремент $(ImW)_{max}$ падает. Рост магнитного поля в стационарном состоянии с увеличением напряжения является более сильным, чем уменьшение безразмерного инкремента вследствие релятивизма движения электронов.

ДИСПЕРСИОННЫЕ СООТНОШЕНИЯ И НЕУСТОЙЧИВОСТЬ БРИЛЛЮЭНОВСКОГО ПОТОКА В ЛИНИИ С ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СТРУКТУРОЙ НА АНОДЕ [31, 32, 33, 34].

В замедляющей структуре картина неустойчивостей бриллюэновского потока становится значительно богаче. Это прежде всего связано с возможностью распространения в замедляющей структуре медленных волн $v_{ph} < c$, с которыми электронный поток может находиться в фазовом синхронизме. Возникающая в таких условиях неустойчивость будет приводить к возбуждению интенсивных электромагнитных колебаний. Чтобы получить общую картину неустойчивостей бриллюэновского потока необходимо анализировать точное дисперсионное уравнение.

На рис.3, рис.4 представлены результаты численного расчёта дисперсионного уравнения в импедансном приближении для минимального тока в линии. Расстояние

между анодом и катодом равно 1,5 см, высота диафрагмы – 5,1 см, период структуры – 2,5 см. Результаты расчётов представлены в виде зависимостей реальной части безразмерного волнового числа и мнимой части (коэффициента усиления) от безразмерной частоты. В области низких частот $W \ll 1$ бриллюэновский поток устойчив и в нём распространяются две волны. Фазовая скорость медленной волны равна нулю.

Для относительно низкого напряжения $U = 1$ МВ (рис.3) ветвь быстрой бриллюэновской волны обрывается на частоте $W = 1$. Эта особенность имеет место также и в линии с гладкими стенками. В области частот $W > 1$ поток неустойчив. В отличие от линии с гладкими электродами на кривой зависимости коэффициента усиления от частоты появляется резкий максимум.

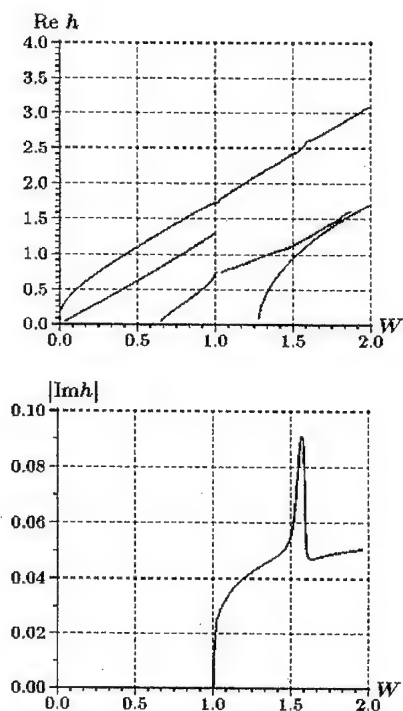


Рис. 3.

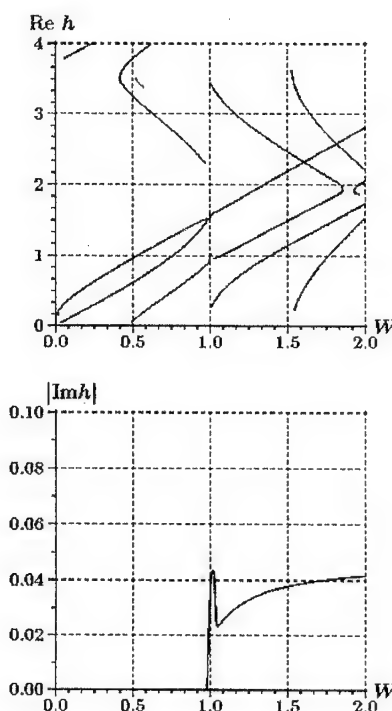


Рис. 4.

Коэффициент усиления (пространственный инкремент) увеличивается почти в два раза. Увеличение коэффициента усиления обусловлено резонансом волны бриллюэновского потока с собственной медленной волной замедляющей структуры. Вне резонансной области W неустойчивость имеет такую же природу, как и в линии с гладкими стенками. С увеличением инкремента максимум смещается в область более низких безразмерных частот W , а значение инкремента в максимуме уменьшается.

При увеличении напряжения до 2 МВ (рис.4) положение резонансного инкремента в область ещё более низких безразмерных частот и перестаёт перекрываться с областью существования нерезонансной магнетронной неустойчивости $W > 1$. Кривые зависимостей продольного волнового числа $Re\ h$ от частоты W имеют ряд качественных особенностей по сравнению с гладкой линией передачи. Прежде всего, происходит пересечение и расщепление быстрой и медленной ветвей бриллюэновского потока. В точке $W = 1$ обрывается медленная ветвь колебаний, а не быстрая, как в линии с гладкими стенками. Область существования резонансной неустойчивости $0,8 < W < 0,9$ соответствует области расщепления колебаний. Область частот $W > 1$ соответствует магнетронной неустойчивости.

При дальнейшем увеличении напряжения положение максимума коэффициента усиления резонансной неустойчивости смещается вниз по частоте, а значение инкремента в максимуме уменьшается и в конечном счёте становится меньше инкремента

магнетронной неустойчивости.

Следует отметить важную особенность дисперсионных зависимостей, приведенных на рис.3, рис.4. В дополнение к двум ветвям колебаний бриллюэновского потока $V_{ph} < c$ существуют ветви, соответствующие быстрым волнам с $V_{ph} > c$. Первая из них (более низкочастотная) – циклотронные колебания на нормальном эффекте Доплера $W = hV_* + 1/\gamma_*$, а остальные – собственные электромагнитные волны линии передачи. Вследствие периодичности структуры появились ветви колебаний, соответствующие обратным волнам: обратная волна на нормальном эффекте Доплера и обратные электромагнитные волны линии передачи. Обратные ветви колебаний, соответствующие волнам бриллюэновского потока отсутствуют.

На рис.5 приведена зависимость частоты (в ГГц), которой соответствует максимальное значение коэффициента усиления резонансной неустойчивости, от напряжения (пунктирная линия). С изменением напряжения в пределах от 0,9 МВ до 2,1 МВ резонансная частота меняется всего лишь на 2,4%. Таким образом, СВЧ-генераторы типа MLO обладают уникальным свойством частотной стабильности. Даже при значительных вариациях напряжения в течение импульса частота генерации остаётся практически неизменной. По-видимому, из всего разнообразия СВЧ-генераторов таким свойством обладает только MLO.

На рис.6 приведена зависимость максимального коэффициента усиления (в cm^{-1}) от приложенного напряжения (пунктирная линия). С увеличением напряжения коэффициент усиления уменьшаются. Это объясняется двумя факторами: во-первых, с увеличением напряжения течение прижимается к катоду, а, следовательно, ослабляется его связь с поверхностными волнами структуры. Кроме этого, происходит релятивистское увеличение массы электронов. При напряжении 0,9 МВ коэффициент усиления составляет $4,6 \cdot 10^{-2} cm^{-1}$. Это означает, что на длине $L \approx 50 cm$ амплитуда волны усиливается примерно в 10 раз, а СВЧ-мощность – в 100 раз. Фазовая скорость усиливаемой волны в интервале напряжений 0,9 - 2,1 МВ меняется в пределах от 0,6с до 0,62с.

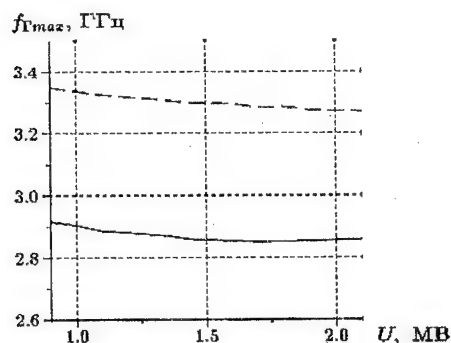


Рис. 5.

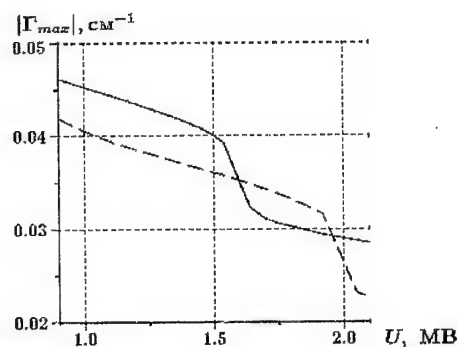


Рис. 6.

Выше мы рассмотрели волны и неустойчивости бриллюэновского течения в замедляющей структуре в многоволновом приближении. Импеданное приближение, когда в разложении полей можно ограничиться основной Флоке-гармоникой, приводит к результатам, обобщённым на рис.5, рис.6 (сплошные кривые). Импеданное приближение даёт более высокие частоты генерации, но слабая зависимость частоты генерируемых колебаний от напряжения сохраняется. С уменьшением напряжения между анодом и катодом максимальный коэффициент усиления возрастает, и при $U = 900$ достигает значения $4,65 \cdot 10^{-2} cm^{-1}$. На большей части рассматриваемого интервала значений напряжения U максимальный коэффициент усиления, полученный с учётом пространственных Флоке-гармоник, несколько меньше, чем полученный в импедансном приближении. На интервале $900 < U < 1,5$ это отличие составляет менее 10%.

НЕУСТОЙЧИВОСТЬ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА В ЛИНИИ С КАТОДНОЙ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СТРУКТУРОЙ [35].

Замедляющая структура с диафрагмами на катоде имеет те же собственные волны, что и замедляющая линия с диафрагмированным анодом: бриллюэновские ветви колебаний электронного потока; ветвь колебаний на нормальном эффекте Доплера; быстрые электромагнитные ветви колебаний. Неустойчивой является медленная бриллюэновская ветвь колебаний. Однако характер неустойчивости в обращённом МЛО сильно отличается традиционного МЛО, что отчётливо видно из зависимости коэффициента усиления от частоты. Электронный поток в обращённом МЛО прижат к структуре. Это приводит к существенному увеличению связи электронного течения со структурой и изменению картины неустойчивости относительно возбуждения электромагнитного излучения.

Авторами [35] проведено численное исследование неустойчивости бриллюэновского потока в катодной замедляющей структуре в зависимости от высоты диафрагмы для прикладываемого напряжения $U = 1$ кВ. Для малой высоты диафрагм неустойчивость в замедляющей структуре возникает при $W > 1$. В рассматриваемом интервале частот $0 < W < 15$ инкремент растёт, причём в высокочастотной области скорость роста инкремента замедляется. При увеличении высоты диафрагмы на зависимости коэффициента усиления от частоты появляется максимум. В этой точке от бриллюэновской ветви отщепляется ветвь медленной волны замедляющей структуры. Максимальная частота медленной волны структуры равна $f_{max} = c/4a$. С увеличением высоты диафрагмы спектр частот медленной волны структуры сдвигается в низкочастотную область. Соответственно в низкочастотную область смещается и точка пересечения волны структуры и бриллюэновской волны. Чрезвычайно важным результатом является увеличение коэффициента усиления более чем в 2,5 раза по сравнению с традиционным МЛО, в котором замедляющая структура расположена аноде.

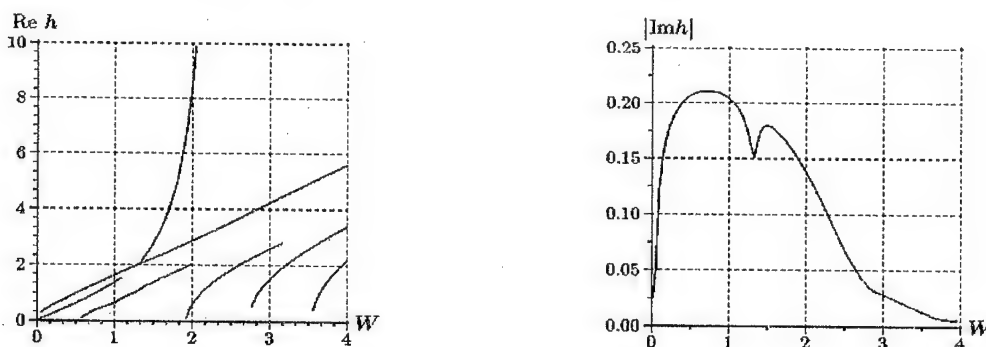


Рис. 7.

На рис.7 представлены дисперсионные зависимости для высоты диафрагм $a = 1,5$ см. Для данных параметров структуры неустойчивость возникает с очень низких частот $W_{min} \ll 1$. На кривой зависимости коэффициента усиления от частоты появились два максимума. Один соответствует синхронизму между медленной волной структуры и бриллюэновской волной, а второй - магнетронной неустойчивости.

Таким образом, приведенный теоретический анализ показал, что коэффициент усиления в обращённой схеме МЛО существенно выше, чем в традиционной. Это будет приводить к существенному повышению генерируемой мощности. Сказанное выше убедительно показывает перспективность обращённой схемы МЛО.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ МЛО.

Получить полную картину развития неустойчивости, включая нелинейную ста-

дию, можно, привлекая только численные методы. Численное моделирование работы МІЛО было выполнено в работах [5-7]. Остановимся кратко на основных результатах этих работ. Моделирование проводилось методом "particles in cell".

В работе [5] рассмотрено МІЛО, выполненное в виде цилиндрической коаксиальной линии с гофрированным анодом. Электроды идеально проводящие. Радиус анода изменяется по закону близкому к прямоугольному. Была выбрана структура со следующими размерами: внутренний радиус анода – 2 см, глубина гофрировки – 0,75 см, период структуры – 1,4 см, радиус катода – 1 см, размер анод-катодного промежутка 1 см, длина системы – 19 см, длина замедляющей структуры 14 см. К анод-катодному промежутку приложено напряжение 0,6 МВ, достаточное для возникновения на катоде взрывной эмиссии. Ток электронного пучка составлял 7,9 КА. Моделирование показало, что в такой системе происходит интенсивная генерация электромагнитного излучения. Колебания нарастают примерно за 2 нс. Спектр колебаний – широкий и имеет максимум на частоте 6,6 ГГц, что соответствует длине волны $\approx 4,5$ см. Возбуждаемая волна распространяется в ту же сторону, что и электронный поток. Поток находится в синхронизме с основной пространственной гармоникой структуры. Как следует из линейной теории неустойчивости бриллюэновского течения в замедляющей структуре, уже на начальной стадии граница электронного течения возмущается. На ней возникают бугорки и впадины. На нелинейной стадии формулируется сложное двумерное течение, модулированное возбуждаемой волной. Выступы слоя достигают анода. Численные расчёты показали, что оптимальным является интервал напряжений $0,15 < U < 0,5$. При больших напряжениях $U \geq 1$ МВ происходит уменьшение инкремента неустойчивости. С другой стороны с уменьшением анод-катодного промежутка инкремент возрастает. Оба последних факта находятся в качественном согласии с развитой в предыдущем разделе нелинейной теорией МІЛО. Неоптимизированный КПД генератора составлял порядка 5%.

Детальное численное исследование режимов работы МІЛО проведено также в работах [4, 5]. Рассмотрены линии с разной геометрии: плоская, коаксиальная, концентрическая. На аноды нанесена гребёнка. Приведём результаты моделирования генерации электромагнитного излучения в плоской линии со следующими параметрами: анод-катодный промежуток $d = 2,5$ см, высота гребёнки – 7,5 см, период структуры – 2,5 см, толщина пластины гребёнки – 0,625 см, число резонаторов – 8. Линия разомкнута на выходном конце. Приложенное напряжение составляет 500 КВ. Численное моделирование показало, что в линии формируется магнитоизолированное течение. Взаимодействие электронного течения с замедляющей структурой приводит к возбуждению колебаний. Под действием магнитного и высокочастотного электрического полей происходит дрейф электронов по направлению к аноду. В результате, как и в магнетроне формируются электронные спицы. В отличие от магнетрона магнитное поле создаётся током в линии и определяется приложенным напряжением и геометрией линии. Спектр колебаний имеет максимум на частоте 0,89 ГГц. Для этой частоты высота гребёнки 7,5 см составляет примерно четверть длины волны.

Важной особенностью МІЛО является слабая зависимость генерируемой частоты от напряжения. В численном эксперименте [7] рассмотрен также случай, когда напряжение за 150 нс линейно нарастало от 0 до 1,5 МВ. Генерация возникала с некоторой задержкой при достижении напряжения 200 КВ, достаточного для достижения взрывной эмиссии. Во всём рабочем интервале напряжения $0,2 < U < 1,5$ частота генерируемых колебаний практически не изменялась. Линейная теория предсказывает такую же особенность МІЛО. Обнаружено так же, что при изменении напряжения очень слабо изменяется величина Ed/U , где E – амплитуда электрического поля колебаний. Таким образом, амплитуда генерируемых колебаний пропорциональна приложенному напряжению. Результаты численного моделирования находятся в хорошем согласии с данными экспериментов [6, 7].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.

1. Hull A.W., Phys.Rev., 1921,**18**,P.31-57.
2. Рудаков Л.И., Бабыкин М.В., Гордеев А.В. и др. Генерация и фокусировка сильноточных релятивистских электронных пучков. 1990. М.: Энергоатомиздат. 280с.
3. Bernstein B., Smith J., IEEE Trans. Nucl. Sci., 1973,**NS-20**, P.294-300.
4. Ott E., Lovelace R.W., Appl.Phys.Lett, 1975,**27**, P.378-379.
5. Lemke R.W., Clark M.C., J. Appl. Phys., 1987,**62**, P.3436-3440.
6. Clark M.C., Marder B.M., Bacon L.D., Appl. Phys. Lett., 1988,**52**,P.78-80.
7. Marder B.M., J. Appl. Phys., 1989,**65**,P.1338-1349.
8. Brilluin L., Advances in Electronics. Ed. by L. Marton, 1951,**3**,P.85-144.
9. Воронин В.С., Лебедев А.Н., ЖТФ. 1973,**43**,С.2591-2598.
10. Lovelace R.N., Ott E., Phys.Fluids, 1974,**17**,P.1263-1268.
11. Ron A., Mondelli A.A., Rostoker N., IEEE Trans. Plasma Sci., 1973,**PS-1**,P.85-93.
12. Гордеев А.В. Магнитная самоизоляция вакуумных коаксиальных линий. Препринт ИАЭ-3076. М. 1978.
13. Bergeron K.D., Phys. Fluids, 1977,**20**,P.688-697.
14. Кадомцев Б.Б., ЖТФ, 1959,**29**,С.833-844.
15. Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А. Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М.: Сов.радио. 1973.
16. Банеман О. Симметричные состояния и их разрушение// В кн.: Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. Т.1. С.181-203. М.: Из-во иностранной литературы. 1961.
17. Greedon J.M., J.Appl.Phys., 1977, **48**,P.1070-1077.
18. Баранчиков Е.И., Гордеев А.В., Королев В.Д., Смирнов В.П., ЖЭТФ, 1978,**75**,2102-2121.
19. Wang M.Y., Di Capua M.S., J.Appl.Phys, 1980,**51**,P.5610- 5614.
20. Miller P.A., Mendel C.W., J.Appl.Phys., 1987,**61**, P.529-539.
21. Бунеман О. Линейная теория приборов магнетронного типа// В кн.: Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. Т.1. С.310-335. М.: Из-во иностранной литература. 1961.
22. Buneman O., Levy R.H., Linson L.M., J.Appl.Phys., 1966, **37**,P.3203-3222.
23. Гордеев А.В., Гулин А.В., Савинкова И.П., Физика плазмы, 1981,**7**,С.930-937; 1984,**10**,С.1318.
24. Swegle J., Ott E., Phys.Rev. Lett., 1984, **46**,P.929-932.
25. Swegle J., Ott E., Phys. Fluids. 1981,**24**,P.1821-1835.
26. Swegle J., Phys.Fluids., 1983,**26**,P.1670-1677.
27. Электродинамика плазмы. Под ред. Ахиезера А.И.. М.: Наука. 1974. 719с.
28. Демченко В.В., Долгополов В.В., Степанов К.Н., Изв.вузов.Радиофизика., 1969,**12**,С.1317-1325.
29. Степанов К.Н., ЖТФ, 1965**35**,С.1002-1114.
30. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. М.: Радио и связь. 1988. 440с.
31. Балакирев В.А., Сидельников Г.В., Сотников Г.В., Труды X Симпозиума по сильноточной электронике, 21-30 июля 1992г., Н.Новгород, "Гиперокс", 1992, Т.1, С.165-166.
32. Балакирев В.А., Сидоренко Д.Ю., Сотников Г.В., Труды 3-й Крымской конференции "СВЧ-техника и спутниковый приём". Севастополь, предприятие "Вебер", 1993, Т.5, С.595-598.
33. Balakirev V.A., Sidorenko D.Yu., Sotnikov G.V., Proc. of II Int.Workshop "Strong microwaves in plasma", Nizhny Novgorod, Inst. of Applied Physics Rus.Ac.of Science, 1993, P.S-37.
34. Balakirev V.A., Sidorenko D.Yu., Sotnikov G.V., Proc. of 10 Int.Conf. on High Power Particle Beams, June 20-24 1994, San-Diego, V.2, P.892-895.
35. Балакирев В.А., Марков П.И., Сотников Г.В., Труды 5-й Крымской конференции и выставки "СВЧ-техника и спутниковые телекоммуникационные технологии". Севастополь, предприятие "Вебер", 1995, Т.2, С.319-321.

**GENERATION OF UHF OSCILLATIONS IN SLOW-WAVE STRUCTURES
UNDER MAGNETIC SELF-INSULATION**

Balakirev V.A., Markov P.I., Sotnikov G.V.
NSC "Kharkov Institute of Physics and Technology"
Kharkov-310108, Ukraine
Tkach Yu.V.
Institute of Electromagnetic Investigation
5 Pravda Ave., Kharkov-310022, Ukraine

The review of state of modern investigations of the microwave generation and amplification in slow wave coaxial transmission lines under magnetic self-insulation are carried out. The slow wave structure is the coaxial transmission line with comb-shaped diaphragms placed on the anode (anode SWCTL) or on the cathode (cathode SWCTL). The Brillouin flow is created by means of emission from cathode and further selfconsistent dynamics in electric and magnetic fields. The investigation of the flow instability shows that interaction efficiency in SWCTL is significantly greater than it is in CTL with homogenous boundaries.

ПРИНЦИП И МОДЕЛЬ КОГЕРЕНТНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ТРАНСПОРТА С САМООРГАНИЗАЦИЕЙ В НАНОСТРУКТУРАХ

И.И.АБРАМОВ, А.Л.ДАНИЛЮК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,
Беларусь, 220027, Минск, П.Бровки, 6.*

АННОТАЦИЯ

Развит новый принцип когерентного электронного транспорта с самоорганизацией в наноструктурах с промежуточным полупроводником при комнатных температурах. Разработана модель для реализации этого принципа. Расчет по предложенной модели проведен для структуры металл- тонкий диэлектрик - полупроводник p - типа. Осуществлено сопоставление результатов моделирования с известными данными, подтверждающими справедливость модели.

1. ВВЕДЕНИЕ

Поиск новых физических механизмов обработки информации в наноструктурах является в настоящее время крайне важной задачей. Перспективным для этой цели, в частности, является одноэлектронное туннелирование (кулоновская блокада) [1-4]. Механизм одноэлектронных колебаний устойчив только при крайне низких температурах [4,5] и с повышением температуры необходимо существенно уменьшать размеры туннельного перехода. Поэтому актуальной задачей представляется разработка надежного механизма когерентного электронного транспорта для случая высоких температур (около 300 К и выше).

2. ПРИНЦИП КОГЕРЕНТНОГО ТРАНСПОРТА С САМООРГАНИЗАЦИЕЙ

Учет временной дисперсии для электронных переходов между состояниями электродов и свойств фермионной системы требует пересмотра принципа, лежащего в основе когерентного транспорта в наноструктурах с промежуточным полупроводником (MS). Этот принцип может быть сформулирован следующим образом. Для получения когерентного транспорта в условиях хаотичности отдельных электронных переходов

при повышенных температурах необходимо создание условий для самоорганизации электронного переноса по механизму накопления электронов в определенные промежутки времени на состояниях MS и их генерации на состояниях электродов в последующие промежутки времени. Указанный механизм в рассматриваемой структуре может быть реализован при наличии случайного характера электронных переходов, если учитывается взаимодействие электронов с состояниями MS, кулоновские взаимодействия, захват, генерация и рекомбинация электронов и дырок на состояниях MS. Указанная самоорганизация сопровождается возникновением незатухающих колебаний заряда на состояниях MS и тока через структуру.

3. МОДЕЛЬ

Электронный перенос в наноструктуре типа полупроводник - диэлектрик - полупроводник - диэлектрик - полупроводник (SDSDS) на основе сформулированного принципа когерентного транспорта в квантовом случае описывается огрубленным статистическим оператором [6,7], который при отсутствии столкновений сводится к системе самосогласованных уравнений кинетического баланса.

С учетом процессов заполнения состояний MS электронами и дырками, а также процессов их рекомбинации на MS, уравнения кинетического баланса в SDSDS структуре для i -го электронного и j -го дырочного состояний на MS запишутся в виде:

$$\frac{dN_i}{dt} = \sum_k \sum_{k'} (P_{1ki} N_{1nk} - P_{1ik} N_i + P_{2k'i} N_{2nk'} - P_{2ik'} N_i - P_{ij} N_i N_j), \quad (1)$$

$$\frac{dN_j}{dt} = \sum_l \sum_{l'} (P_{1lj} N_{1pl} - P_{1jl} N_j + P_{2l'j} N_{2pl'} - P_{2jl'} N_j - P_{ij} N_i N_j), \quad (2)$$

где P_{1ki}, P_{1ik} - вероятности прямого и обратного переходов электрона из k -го состояния первого электрода на i -ое состояние MS соответственно, $P_{2k'i}, P_{2ik'}$ - вероятности прямого и обратного электронных переходов из k' состояния второго электрода на i -ое состояние MS соответственно, $P_{1ij}, P_{1ji}, P_{2l'j}, P_{2jl'}$ - аналогичные вероятности для дырочных переходов из l -го состояния электродов на j -е состояние MS, $N_{1nk}, N_{2nk'}$ - число электронов в состоянии k и k' для первого и второго электродов соответственно, $N_{1pl}, N_{2pl'}$ - число дырок в состоянии l и l' для первого и

второго электродов соответственно, N_i, N_j - число электронов и дырок в i -ом и j -ом состояниях MS соответственно, P_{ij} - вероятность рекомбинационных электронно-дырочных переходов на состояниях MS.

Число переходов в единицу времени в непрерывном спектре между начальным $|n\rangle$ и конечным $|m\rangle$ состояниями для SDSDS структуры в общем виде запишем как [8,9]:

$$dP_{nm} = (2\pi / \hbar) \delta(E_n - E_m) |\langle n | T | m \rangle|^2 dv_m, \quad (3)$$

где $|\langle n | T | m \rangle|$ - матричный элемент перехода из одной электронной подсистемы в другую, определяемый из решения операторного уравнения:

$$T = V + V(E - H + i\varepsilon)^{-1} T, \quad (4)$$

здесь H - гамильтониан двух подсистем, V - оператор взаимодействия двух подсистем, обуславливающий переходы, E_m - энергия состояния $|m\rangle$, E_n - энергия состояния $|n\rangle$, ε - малая положительная величина, обеспечивающая сходимость, v_m - совокупность параметров для полного определения состояния. Для непрерывного спектра имеем:

$$dv_m = g(E_m) dE_m, \quad (5)$$

где $g(E_m)$ - плотность состояний, соответствующая энергии E_m .

Матричные элементы переходов в (3) определяются в зависимости от величины оператора взаимодействия. Если оператор V мал, то решение операторного уравнения (4) определяется методом последовательных приближений. При больших значениях V необходимо решать интегральное уравнение, соответствующее операторному уравнению (4).

Исходя из уравнений (1), (2), (5) после суммирования по всем начальным и конечным состояниям рассматриваемой структуры получим систему уравнений для плотностей электронов и дырок на MS в данный момент времени в виде:

$$\begin{aligned} (dn/dt)(2\pi/\hbar)^{-1} = & \\ = & \iint |W_{n1m}|^2 g_{1n}(E') f(E') g_{nm}(E) [1 - f(E)] dE dE' - \\ & - \iint |W_{nm1}|^2 g_{1n}(E') [1 - f(E')] g_{nm}(E) f(E) dE dE' + \\ & + \iint |W_{n2m}|^2 g_{2n}(E'') f(E'') g_{nm}(E) [1 - f(E)] dE dE'' - \\ & - \iint |W_{nm2}|^2 g_{2n}(E'') [1 - f(E'')] g_{nm}(E) f(E) dE dE'' - \\ & - \iint |W_{pn}|^2 g_{pn}(E') [1 - f(E')] g_{nm}(E) f(E) dE dE', \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned}
(dp/dt)(2\pi/\hbar)^{-1} = & \\
= & \iint |W_{p1m}|^2 g_{1p}(E') f(E) g_{pm}(E) [1 - f(E')] dE dE' - \\
& - \iint |W_{pm1}|^2 g_{1p}(E') [1 - f(E)] g_{pm}(E) f(E') dE dE' + \\
& + \iint |W_{p2m}|^2 g_{2p}(E'') f(E) g_{pm}(E) [1 - f(E'')] dE dE'' - \\
& - \iint |W_{pm2}|^2 g_{2p}(E'') [1 - f(E)] g_{pm}(E) f(E'') dE dE'' - \\
& - \iint |W_{pm}|^2 g_{pm}(E') [1 - f(E')] g_{nm}(E) f(E) dE dE',
\end{aligned} \tag{7}$$

где $|W_{n1m}|, |W_{nm1}|, |W_{n2m}|, |W_{nm2}|$ - матричные элементы перехода электронов с состояний первого и второго электродов на состояния MS и обратно, $|W_{p1m}|, |W_{pm1}|, |W_{p2m}|, |W_{pm2}|$ - аналогично для матричных элементов дырочных переходов, $|W_{pm}|$ - матричные элементы электронно-дырочных перехода в результате рекомбинации на состояниях MS, $g_{1n}(E), g_{2n}(E)$ - плотности электронных состояний для первого и второго электродов соответственно, $g_{1p}(E), g_{2p}(E)$ - плотности дырочных состояний для первого и второго электродов соответственно, $f(E)$ - функция заполнения электронных состояний, $g_{nm}(E), g_{pn}(E)$ - плотности электронных и дырочных состояний MS соответственно.

Полученная система уравнений (6), (7) описывает в общем виде кинетику заполнения электронных и дырочных состояний MS в SDSDS структуре. Матричные элементы в уравнениях (6), (7) определяются прозрачностью туннельных барьеров, электрическими полями и механизмами возбуждения рассматриваемых состояний.

Частным случаем полученной системы уравнений является модель одноэлектронного переноса Лихарева [3] при условии, что система электронов на электродах находится в равновесии, матричные элементы туннельного перехода определяются в первом порядке теории возмущений, учитывается только туннелирование между состояниями электродов, взаимодействием туннелирующих электронов с состояниями MS пренебрегается. Переход к уравнениям Лихарева осуществляется, если суммирование ведется по всем начальным и конечным состояниям без явного перехода к состояниям непрерывного спектра. При этом интегралы в формуле (6) распадаются на произведение вероятностей туннельных переходов Γ , плотностей электронов на электродах n_s и электронов, совершающих

туннельные переходы n . С учетом сказанного для одиночного перехода получим интегральное уравнение переноса, соответствующее дискретному уравнению Лихарева [3], которое имеет вид:

$$(dn / dt) = (2\pi / \hbar) (\Gamma_{12} n_c - \Gamma_{21} n), \quad (8)$$

где

$$\Gamma_{12} = \int [\int |W_{n1m}|^2 \delta(E' - E) dE'] dE, \quad (9)$$

$$n_c = \int g_{1n}(E') f(E') dE', \quad (10)$$

$$\Gamma_{21} = \int [\int |W_{nm1}|^2 \delta(E - E') dE'] dE, \quad (11)$$

$$n = \int g_{nm}(E) f(E) dE. \quad (12)$$

4. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

В качестве первого приближения реализации полученной модели рассматривался электронный транспорт в структуре металл - тонкий диэлектрик - полупроводник p -типа при условии, что барьер на границе металл-диэлектрик низкий, плотность поверхностных состояний мала, диэлектрик содержит на расстоянии s от границы раздела с металлом донорные и акцепторные моноэнергетические состояния. Ток в структуре определяется туннельными переходами носителей заряда через акцепторные и донорные состояния в диэлектрике (СД) и зоны полупроводника. Распределение заряда на состояниях в диэлектрике моделируется заряженной плоскостью. Энергия акцепторных состояний E_{nt} при приложении постоянного внешнего потенциала соответствует запрещенной зоне, а энергия донорных состояний E_{pt} - валентной зоне.

С учетом принятых предположений система уравнений для скоростей изменения плотностей электронов и дырок на СД, вытекающих из (6), (7), имеет вид:

$$\frac{dn_t}{dt} = \alpha_{na} N_{nt} T_{na} n_m [1 - (n_t / N_t)(N_m / n_m)] - \beta_n n_t - k_R n_t p_t, \quad (13)$$

$$\frac{dp_t}{dt} = \alpha_p N_{pt} T_{pd} [p_{s0} \exp(-\delta Y_s) - (p_t / N_{pt}) N_v] - \beta_p p_t - k_R n_t p_t - \alpha_{nd} k_R p_t T_{nd} n_m, \quad (14)$$

где α_{na}, α_{nd} - коэффициенты захвата электронов на акцепторные и донорные СД, α_p - коэффициент захвата дырок на донорные СД, N_{nt}, N_{pt} - плотности акцепторных и

донорных СД, β_n, β_p - коэффициенты тепловой эмиссии электронов и дырок с СД, T_{na}, T_{pd} - прозрачности туннельных барьеров при переходе электронов из металла на акцепторные и донорные СД, T_{pd} - прозрачность туннельного барьера при переходе дырок из валентной зоны на донорные СД, k_R - коэффициент рекомбинации электронов и дырок на СД, N_m, n_m - плотность состояний и плотность электронов в металле, соответствующие энергии акцепторных СД, p_{s0} - плотность дырок у поверхности полупроводника в отсутствие колебаний заряда СД, δY_s - изменение поверхностного потенциала полупроводника при изменении заряда на СД, ($\delta Y_s < 0$), N_v - плотность состояний в валентной зоне полупроводника.

Прозрачности туннельных барьеров определяем в приближении Вентцеля - Крамерса - Бриллюэна:

$$T_n = \exp \left[-\frac{2}{\hbar} \int_a^s \sqrt{2m\{U(x) - E - q^2[a - s|(n_i - p_i)(1/2\varepsilon_0\varepsilon_d)[1 - \psi(x)]]\}} dx \right], \quad (15)$$

где \hbar - постоянная Планка, E , $U(x)$ - энергия туннелирования и потенциальный профиль туннельного барьера в отсутствие заряда на СД, m - эффективная масса электрона, где $\varepsilon_0, \varepsilon_d$ - абсолютная и относительная диэлектрические проницаемости вакуума и диэлектрика, q - заряд электрона, ψ - функция распределения потенциальной энергии заряда СД, $a = 0$ при туннелировании электронов из металла на СД, $a = d$ при туннелировании из полупроводника, d - толщина диэлектрика.

Ток через СД пропорционален скорости захвата электронов из металла на СД или скорости захвата дырок из полупроводника на СД. Реализация колебаний тока в рассматриваемом случае основана на существовании устойчивых периодических колебаний заряда СД, $Q_D = q(n_i - p_i)$. Возникновению автоколебаний из стационарных состояний при математическом описании отвечает бифуркация рождения цикла, или бифуркация Хопфа [10]. Проведенные расчеты позволили установить, что полученная система уравнений (13)-(15) допускает устойчивые и неустойчивые периодические решения при различных значениях параметров. При этом относительная величина $I(t)$ колебаний тока через СД составляет 5-100%, а относительная величина $Q(t)$ колебаний заряда на СД достигает 70-80% в диапазоне частот от 10 Гц до 5 МГц.

Механизм возникающих колебаний состоит в следующем. Вначале происходит нарастание амплитуды колебаний электронного заряда на СД, так как скорость захвата

электронов превышает скорость захвата дырок на СД. С повышением плотности электронов на СД эти скорости возрастают и в какой-то момент времени оказывается, что $(dp_i / dt) > (dn_i / dt)$ и амплитуда колебаний электронного заряда на СД начинает уменьшаться. Одновременно растет скорость рекомбинации электронов и дырок на СД с ростом их плотностей. Рекомбинация приводит к уменьшению плотностей электронов и дырок на СД и снова наступают условия, когда скорость захвата электронов становится больше скорости захвата дырок.

В качестве примера рассмотрена структура Al-SiO₂-p-Si при комнатной температуре. Концентрации дырок в объеме кремния $2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$, толщина диэлектрика 2,0 нм. Плотность СД $(1-6) \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$. Высота барьера на границе металл-диэлектрик 3,2 эВ. Величина прямого постоянного смещения 0,1-0,6 В. В зависимости от параметров структуры колебания характеризуются периодом 0,01-1,0 с, а изменения величин $I(t)$ и $Q(t)$ составляет, соответственно, 50% и 70%, рис.1,2.

Для подтверждения проведенных расчетов отметим экспериментальные результаты работы [11], где изучены температурные зависимости низкочастотных флуктуаций сопротивления аналогичной структуры Al-SiO₂-p-Si и установлено, что его изменение достигает 10% и более. В соответствии с предложенной моделью результаты [11] объясняются тем, что повышение температуры ведет к самоорганизации процессов переноса носителей заряда, которая характеризуется возникновением колебаний заряда и тока через СД. Вклад этих колебаний в величину общего тока зависит от соотношений между током через СД и токами через валентную и зону проводимости, которые и определяют амплитуду низкочастотных флуктуаций сопротивления структуры. Полученные расчетные данные для относительной величины тока через СД при определенных значениях параметров согласуются с экспериментальными результатами работы [11], рис.3.

Также, на наш взгляд, с помощью полученной модели объясняются результаты работы [12], в которой изучены низкочастотные осцилляции активной проводимости структуры из нанометровых кремниевых частиц, погруженных в аморфную матрицу из оксида кремния при комнатной температуре. В этом случае в основе когерентного транспорта лежит самоорганизация процессов обмена носителями заряда между электродом и кремниевыми кластерами через состояния в диэлектрике по механизму, описанному выше.

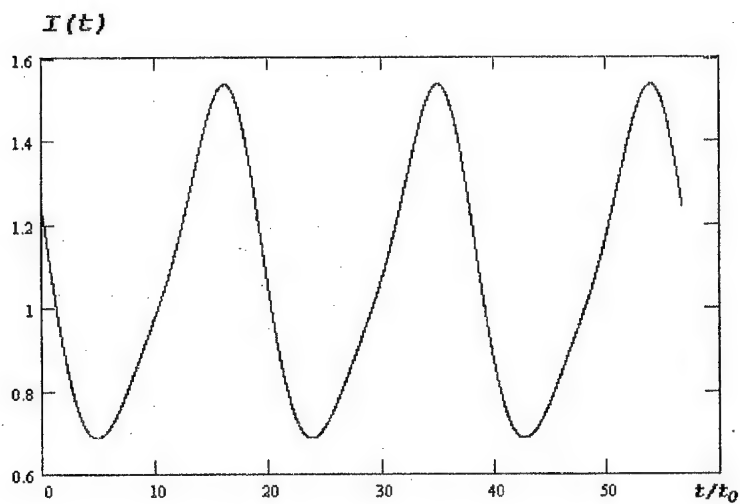


Рис.1. Колебания плотности тока в структуре Al-SiO₂-p-Si ($t_0 = 0,045$ с).

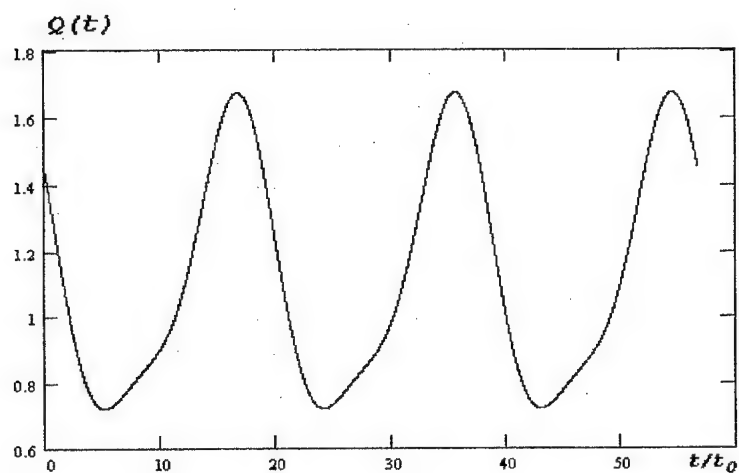


Рис.2. Колебания заряда на СД в структуре Al-SiO₂-p-Si ($t_0 = 0,045$ с).

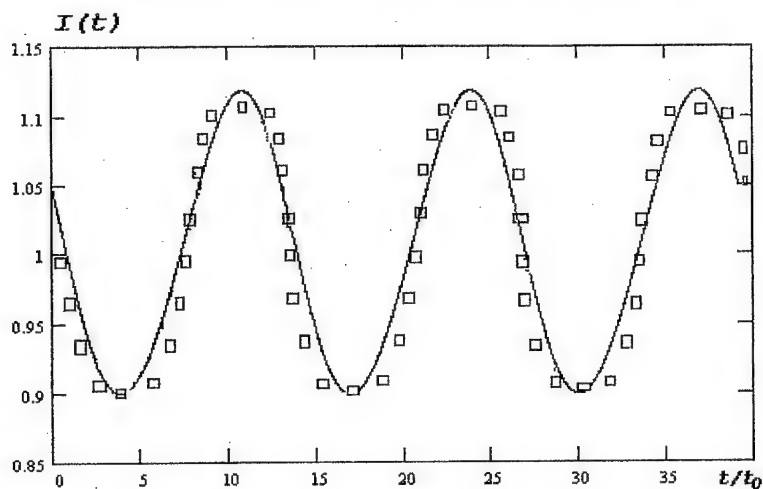


Рис.3. Колебания тока в структуре Al-SiO₂-p-Si: (----) - расчетные данные, (\square) - аппроксимация экспериментальных данных [11], ($t_0 = 0,070$ с).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен принцип когерентного электронного транспорта с самоорганизацией при повышенных температурах для наноструктур. Разработана достаточно общая модель электронного транспорта для наноструктур типа SDSDS, позволяющая реализовать указанный принцип. Показано, что модель одноэлектронного переноса Лихарева является частным случаем предложенной модели. Из общей модели в первом приближении получена более простая модель когерентного транспорта в структуре металл -тонкий диэлектрик -полупроводник p - типа, возникающего в результате самоорганизации процессов переноса. Проведено сравнение этой модели с известными экспериментальными данными, которые подтвердили ее справедливость.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Республиканской межвузовской программы фундаментальных исследований в области естественных наук "Физические основы получения, диагностики, функционирования и применения низкоразмерных элементов и систем", грант 04.04.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аверин Д.В., Лихарев К.К.//ЖЭТФ.1986.Т.90.Н.2.С.733.
2. Averin D.V., Likharev K.K.//J.Low Temp.Phys.1986.V.62.P.345.
3. Лихарев К.К.//Микроэлектроника.1987.Т.16.С.195.
4. Аверин Д.В.//ЖЭТФ.1986.Т.90.Н.6.С.2226.
5. Аверин Д.В.//ФНТ.1987.Т.13.С.364.
6. Фон-Нейман Дж. Математические основы квантовой механики. М.: Наука. 1964.
7. А.И.Ахиезер А.И., Пелетминский С.В. Методы статистической физики. М.: Наука. 1977.
8. Давыдов А.С. Квантовая механика. М.: Наука.1973.
9. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Квантовая механика (нерелятивистская теория). М.: Наука. 1989.
10. Hassard B.D., Kazarinoff N.D., Wan Y.-H. Theory and Applications of Hopf Bifurcation. Cambridge University Press. Cambridge. 1981.
11. Farmer K.R., Rogers C.T., Buhrman R.A.//Phys.Rev.Lett.1987.V.58.P.2255.
12. Tsu R., Li X.-L., Nicollian E.N.//Appl.Phys.Lett.1994.V.65.P.842.

A PRINCIPLE AND MODEL OF COHERENT ELECTRON TRANSPORT WITH SELF-ORGANIZATION IN NANOSTRUCTURES

Abramov I.I., Danilyuk A.L.

Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics

6 P. Brovka, Minsk-220027, Belarus

E-mail abramov@nano.rei.minsk.by

Because of the existence of time dispersion of electron transitions between the states of electrodes and taking into account the properties of fermion system, we must develop a new principle of coherent transport in the nanostructures with middle semiconductor at high temperatures. This principle can be formulated as follows. Transport is based on the self-organization by the mechanism of electron accumulation in certain periods of time on middle semiconductor states, and their generation on the states of electrodes in the following time periods. A sufficiently general model of electron transport is presented for this principle. Taking into account the processes of filling-up and recombination-generation on middle semiconductor states, the equations of kinetic balance for electrons and holes on the middle semiconductor states of nanostructures are presented. We have demonstrated that Likharev's model of single-electron transport is a specific case of this model.

ПРИБОРЫ НА ОСНОВЕ КВАНТОВЫХ ПРОВОДОВ: ПЕРСПЕКТИВЫ И ПРОБЛЕМЫ

И.А. Обухов

НИИ "Дельта", Россия, Москва, 105122, Щелковское шоссе, д.2.

Аннотация

Рассмотрены перспективы развития одного из направлений нанoeлектроники, использующего квантовые провода в качестве основного элемента для конструирования приборов. Показано, что могут быть созданы квантовые приборы, являющиеся функциональными аналогами обычных элементов микроэлектроники. Они могут стать основой для формирования элементной базы нанoeлектроники.

I. Введение

Уже более десяти лет во всех крупных центрах микроэлектроники в мире интенсивно ведутся работы по созданию электронных приборов с активными областями субмикронных и нанометровых размеров. Интерес к ним продиктован двумя обстоятельствами:

- возможностью создания сверхбыстродействующих электронных устройств с рабочими частотами более 100 ГГц;
- перспективой повышения уровня интеграции элементов в схемах до величин порядка 10^{10} штук на квадратный сантиметр.

Понятно, что создание технологий, позволяющих осуществлять массовое производство подобных приборов и схем на их основе будет означать новый качественный этап в развитии электроники. Предполагаемые малые габариты, высокое быстродействие и низкое энергопотребление приборов и схем указывают на то, что они найдут применение в:

- бортовых и наземных системах связи;
- бортовых и наземных вычислительных системах и системах быстрой обработки информации;
- системах наведения радиоуправляемых объектов;
- бытовой и научно-исследовательской электронной технике и т.п.

Анализ публикаций по данной тематике показывает, что внимание ведущих разработчиков сосредоточено на двух основных видах приборов:

- вертикальных гетероструктурах с нанометровыми толщинами слоев,
- приборах на основе структур нанометровых размеров с планарной топологией, например, Квантовых Проводов (КП).

Первый вид объектов позволяет создавать сверхвысокочастотные дискретные приборы и схемы малой степени интеграции на их основе. На дискретных резонансно-туннельных диодах уже получена частота генерации сигнала в 700 ГГц [1]. Приборы же с планарной топологией являются перспективными как с точки зрения их частотных свойств, так и для применения в интегральных схемах. Однако в отличие от структур первого вида активные работы по квантовым проводам находятся пока еще в начальной стадии. Это связано:

- с технологическими проблемами, стоящими на пути создания планарных объектов нанометровых размеров;
- с отсутствием достаточной ясности в вопросе, какие же собственно приборы следует создавать?

II. Квантовые провода и приборы на их основе

Квантовым проводом принято называть объект, энергетический спектр носителей заряда в котором квантован в двух направлениях и квазинепрерывен в третьем. Именно в этом третьем направлении возможен перенос заряда в КП. При ненулевых температурах спектр можно считать квантованным, если расстояние между уровнями энергии больше,

чем $k_B T$. Простые оценки показывают, что это требование будет выполнено, если для линейного размера структуры справедливо неравенство:

$$L < L_0 = (3h^2/8m^*k_B T)^{1/2}$$

Для GaAs при комнатной температуре ($T = 300$ K) $L_0 = 25.6$ нм.

Существует несколько возможных вариантов создания КП. Он может быть сформирован, например, при помощи прямого СТМ-осаждения проводящего материала на подложку. Такие структуры были созданы в НИИ "Дельта" в 1995 г. Их минимальные ширина и высота составляли 100 А и 50 А соответственно. Однако проведенные исследования электрических свойств этих КП показали, что их проводимость невелика (порядка 10^{-9} См). Это обстоятельство свидетельствует о том, что объекты, созданные на поверхности твердого тела, оказываются мало пригодными в качестве активных областей приборов. Диктат малых размеров приводит к преобладающему влиянию электронных свойств поверхности подложки на свойства объектов, сформированных на них. Поэтому, в настоящее время поверхностные структуры обречены на низкую проводимость, относительно большую емкость и плохую воспроизводимость электрических характеристик. Как следствие, приборы на основе подобных структур имеют высокий уровень шумов (более 1000 нВ/(Гц) $^{1/2}$) и оказываются относительно низкочастотными (предельные частоты не более 10 ГГц). Возможно, что будущие технологические достижения изменят ситуацию, но когда это произойдет и произойдет ли вообще, неясно.

Другой способ создания КП состоит в использовании поверхностных структур в качестве масок для последующего травления и формирования КП в самом полупроводнике (см. рис. 1). Использование электронной литографии позволяет достичь планарного разрешения до 0.1 мкм. Этого недостаточно для создания КП при комнатной температуре. Поэтому наиболее перспективными технологическими приемами, позволяющими получать маски с размерами до 10 нм, следует считать СТМ-литографию и прямое СТМ-осаждение.

Важной особенностью КП является сильная зависимость их электрофизических характеристик, таких как концентрация носителей заряда и время релаксации импульса, и, следовательно, выходных электрических характеристик, от геометрических размеров (см. рис. 2 и 3). Это позволяет использовать КП для конструирования приборов различного функционального назначения.

В литературе высказывалось множество точек зрения на функциональные возможности приборов нанометровых размеров. Часто звучит мнение, что это должны быть какие-то совершенно новые приборы с непривычными характеристиками, требующие новых подходов к схемотехнике [2]. К таким приборам можно, в частности, отнести интерференционные и "одноэлектронные" приборы [2,3], работающие пока только при сверхнизких температурах (3 К и ниже). Однако на нынешнем этапе развития нанoeлектроники актуальной является задача создания приборов, работающих при комнатной температуре, которые могли бы в полной мере реализовать все функции обычных элементов микroeлектроники, то есть являющихся функциональными аналогами традиционных диодов, транзисторов и резисторов. Принципиальная возможность решения этой задачи существует и может быть реализована в ближайшие 2-3 года.

Понятно, что аналогом резистора является КП (см. рис. 2). Другим важным элементом нанoeлектроники может стать Квантовый Полевой Транзистор (КПТ), показанный на рис. 4. Рассчитанные характеристики этого прибора представлены на рис. 5. Заметим, что хотя удельная крутизна Вольт-Амперной Характеристики (ВАХ) КПТ является очень высокой (10^5 А/Всм 2), полная крутизна составляет лишь 1.5×10^{-7} А/В. То есть для получения приемлемого значения коэффициента усиления требуется нагрузка с сопротивлением в $10 - 50$ МОм, которая может быть реализована на КП. Такие большие значения сопротивлений характерны для КП и являются следствием малых площадей их сечений (порядка 10^{-12} см 2).

В качестве функционального аналога биполярного диода в работе [4] предложен Релаксационный Квантовый Диод (РКД). Как показано на рис. 6, этот прибор состоит из двух КП различной ширины. Активной областью является переход между этими КП. Принцип действия РКД аналогичен обычному p^+-n -переходу. Размеры КП выбираются таким образом, чтобы концентрации электронов в них различались на несколько порядков. Это приводит к неоднородности потенциального рельефа в переходной

области, которая, в свою очередь, является источником неравновесности электронного газа. Характерная длина этой неравновесности

$$L_d = (\hbar\tau/2\pi m^*)^{1/2}.$$

Для GaAs при комнатной температуре $L_d \sim 30$ нм. Характерная длина перехода между КП должна быть много меньше, чем L_d . В этот случае прибор будет иметь ярко выраженную диодную характеристику, что продемонстрировано на рис. 7. Заметим, что поскольку функционирование прибора основано на неравновесных свойствах электронного газа, плотность тока в РКД значительно превышает аналогичную величину для КП и КПТ.

По аналогии с обычным биполярным транзистором, можно попытаться модулировать поток неравновесных носителей заряда внешним сигналом. Конструкция реализующая эту идею представлена на рис. 8. Этот прибор называется Релаксационным Квантовым Транзистором (РКТ) [4]. Его статические характеристики демонстрируются на рис. 9-11. Видно, что они действительно близки к характеристикам биполярного транзистора. Существенно, что РКТ может функционировать только если длина области базы меньше, чем L_d . Это требование накладывает жесткие ограничения на точность изготовления прибора.

Характерные удельные емкости описанных здесь квантовых приборов оказываются порядка $0.1 - 0.2$ мкФ/см² (см. рис. 12). Грубая оценка для предельных рабочих частот дает следующие величины: 10^{11} Гц для КПТ и 10^{14} Гц для РКД и РКТ. Однако учет зависимости электрофизических параметров от частоты понижает предельную частоту функционирования РКД и РКТ до 10^{13} Гц.

Перечисленные здесь приборы представляют собой полный набор элементов функционально аналогичных обычным элементам микроэлектроники. В случае создания технологии их массового тиражирования эти квантовые приборы могут послужить основой элементной базы нанoeлектроники.

III. Проблемы

Основные проблемы, стоящие на пути создания пригодных для использования в электронике приборов на КП, можно разделить на два класса.

Во-первых, это технологические проблемы. Современное состояние технологии создания объектов нанометровых размеров далеко от решения задачи массового и устойчивого их формирования. В настоящее время это скорее не технологии, а экспериментальные методы. Они не позволяют пока формировать структуры высокого качества за приемлемое время. Актуальными являются вопросы:

- выбора материалов, которые одновременно позволяли бы использовать существующие технологические методы и имели бы хорошие электрофизические свойства;
- прецизионного травления;
- создания не разрушающих базовые структуры методов формирования топологии и т.п.

Однако динамика развития технологии за последние годы позволяет надеяться, что все эти проблемы разрешимы.

Во-вторых, существуют принципиальные проблемы, связанные с самой идеологией использования эффекта размерного квантования, как основы функционирования электронных приборов.

Уменьшение числа возможных состояний электронов в КП ведет к уменьшению их рассеяния и, следовательно, к увеличению времени релаксации импульса. Это положительный эффект, который приводит к увеличению подвижности электронов в КП по сравнению с объемным материалом. Однако концентрация электронов в квантово-размерных структурах уменьшается и, в результате, проводимость возрастает незначительно. Этого увеличения оказывается недостаточно для того, чтобы компенсировать отрицательное влияние малых площадей сечения КП. Поэтому КП и приборы на их основе имеют большие сопротивления и, как следствие этого, высокий уровень тепловых шумов. Так для КПТ уровень тепловых шумов составляет $100 - 1000$ нВ/(Гц)^{1/2}. Для РКД и РКТ эта величина меньше: $40 - 100$ нВ/(Гц)^{1/2}. Но все равно это слишком большие шумы по сравнению с лучшими приборами микроэлектроники, для которых характерны значения: $0.3 - 1$ нВ/(Гц)^{1/2}.

Решить проблему больших сопротивлений и значительных тепловых шумов можно используя особо чистые материалы с прецизионно малым количеством рассеивающих

центров. Перспективными в этом отношении являются модулировано-легированные гетероструктуры, в которых легирующая примесь пространственно отделена от носителей заряда.

Однако в структурах нанометровых размеров существенными оказываются и специфические квантовые шумы. Как показали недавние исследования автора этого доклада, квантовые флуктуации электрохимического потенциала электронов приводят к возникновению шума напряжения спектральная плотность мощности которого пропорциональна

$$(L_d/L)^2,$$

где L - характерная длина активной области прибора. Поскольку $L_d \sim 10^{-6}$ см, эти шумы практически ненаблюдаемы при макроскопических размерах приборов. Но для рассмотренных здесь элементов L может быть порядка L_d и даже много меньше, чем L_d . В такой ситуации квантовые шумы могут стать преобладающими. Подавить их вряд ли удастся. Поэтому схемотехнику в нанoeлектронике следует строить исходя из того, что уровень шумов будет высоким. Возможно, что, учитывая зависимость квантовых шумов от геометрии структур, их удастся использовать в качестве полезного сигнала.

IV. Заключение

В этом докладе изложена точка зрения автора на перспективы развития одного из направлений нанoeлектроники, использующего квантовые провода в качестве основного элемента для конструирования приборов. Показано, что полевой квантовый транзистор, релаксационные квантовые диод и транзистор являются функциональными аналогами обычных элементов микроэлектроники. В случае создания технологии массового тиражирования этих квантовых приборов они могут послужить основой элементной базы нанoeлектроники.

Кроме технологических задач, которые предстоит решить на пути создания нанoeлектроники, существуют и принципиальные проблемы, связанные с самой идеологией использования эффекта размерного квантования, как основы функционирования электронных приборов. Важнейшей из них является проблема высокого уровня шумов в квантовых проводах и приборах. В дополнение к обычным видам шумов в структурах нанометровых размеров присутствуют и специфические квантовые шумы подавить которые вряд ли удастся. С учетом этого следует строить схемотехнику в нанoeлектронике.

V. Список литературы

1. Brown E.R., Goodhue W.D., Solner T.C.L.G. J. Appl. Phys.. 1988. V. 64(3). P. 1519.
2. Data S. Superlattices and Microstructures. 1989. V. 6. No 1. P. 83.
3. Лихарев К.К. Микроэлектроника. 1987. Т. 16. Вып. 3. С. 195.
4. Обухов И.А. Письма в ЖТФ. 1993. Т. 19. Вып. 17. С. 12.

DEVICES BASED ON QUANTUM WIRES: PERSPECTIVES AND PROBLEMS

Obukhov I.A.

"Delta" Research Institute

2 Stchekovskoye Shosse, Moscow-105122, Russia

tel. (7) (095) 5194408, (7) (095) 3679353

The devices based on quantum wires (QW) are the most perspective as the possible elements of the future integrated circuits. With using of the modern nanotechnology quantum wires, quantum field effect transistors, relaxation quantum diodes and relaxation quantum transistors may be created. These devices represent the full set of elements which are necessary for construction of quantum integrated circuits. Theoretical predictions and experimental results testify that quantum devices will operate in the frequency range from 1 MHz to 10 THz. The typical sizes of the devices are from 1 nm to 100 nm. But one principal problem exists on the way of QW-nanoelectronics. It is the noise problem. The current density of QW is very high where the square of the cross section is very low. So, QW is the structure with the high resistance, and the noise level of devices based on QW will be high too. Besides that the new types of noise may exist in quantum devices. It is the specific quantum noise. That is why, the reducing of noise level is one of the most difficult problems which should be solved.

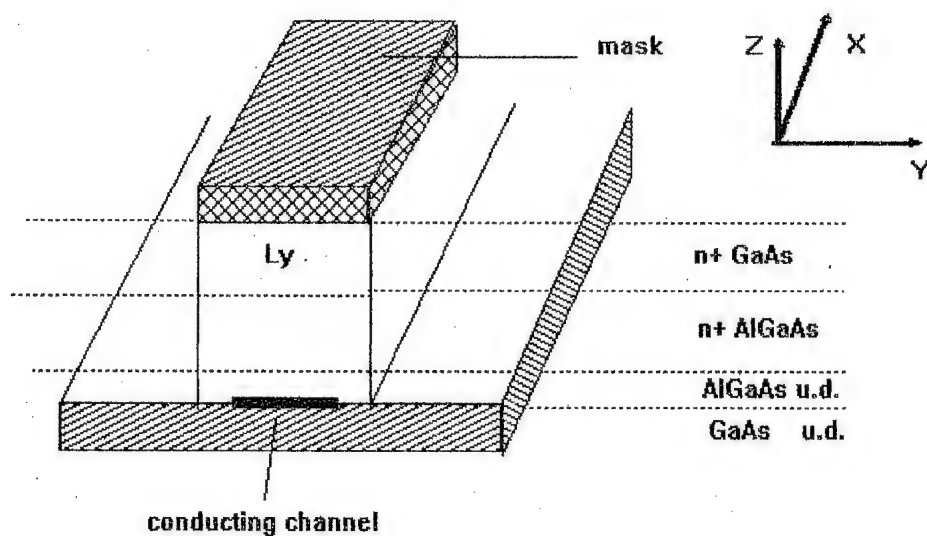


Рис. 1. Квантовый провод на основе модулированно-легированной GaAs/AlGaAs гетероструктуры

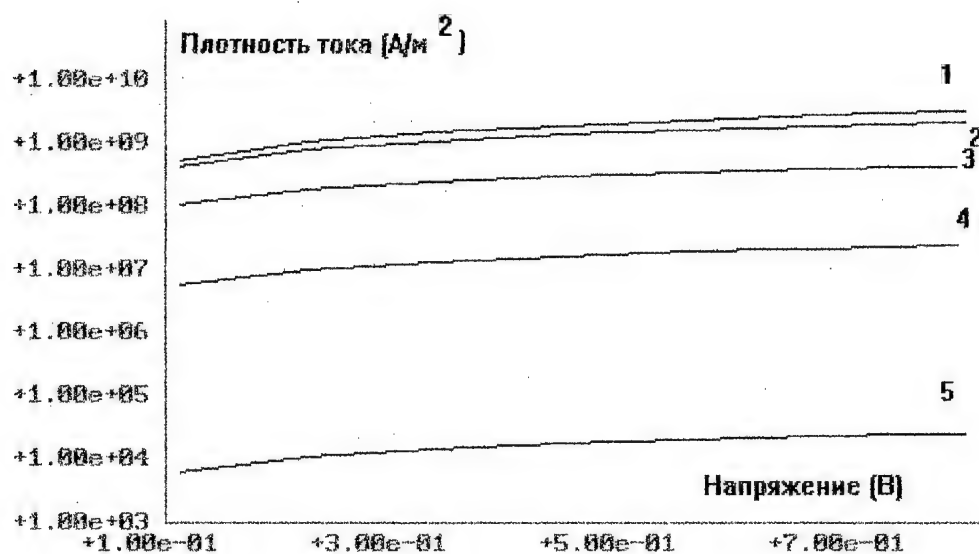


Рис.2. Вольт-амперные характеристики квантовых проводов длиной 50 нм, высотой 5 нм, $m^* = 0.067 m_0$, $N = 10^{19} \text{ см}^{-3}$ и ширинами: 1 - 40 нм, 2 - 7 нм, 3 - 5 нм, 4 - 4 нм, 5 - 3 нм

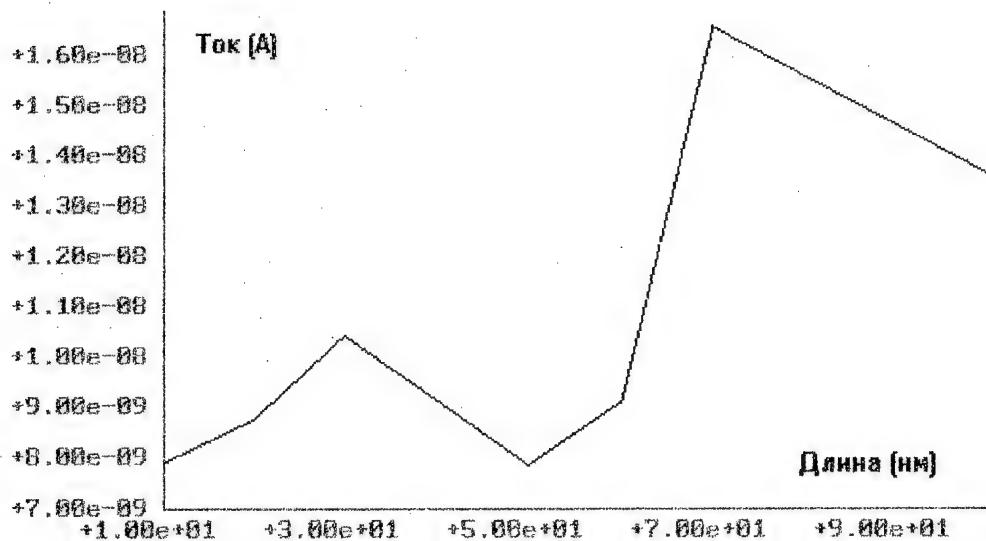


Рис. 3. Ток КП с шириной 5 нм, высотой 5 нм, $m^* = 0.067 m_0$, $N = 10^{19} \text{ см}^{-3}$ при напряжении 0.457 В как функция длины

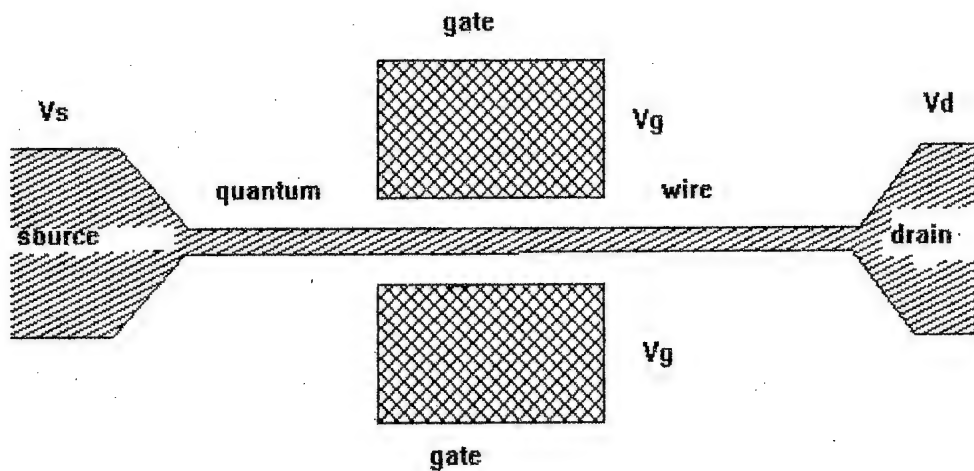


Рис.4. Квантовый полевой транзистор

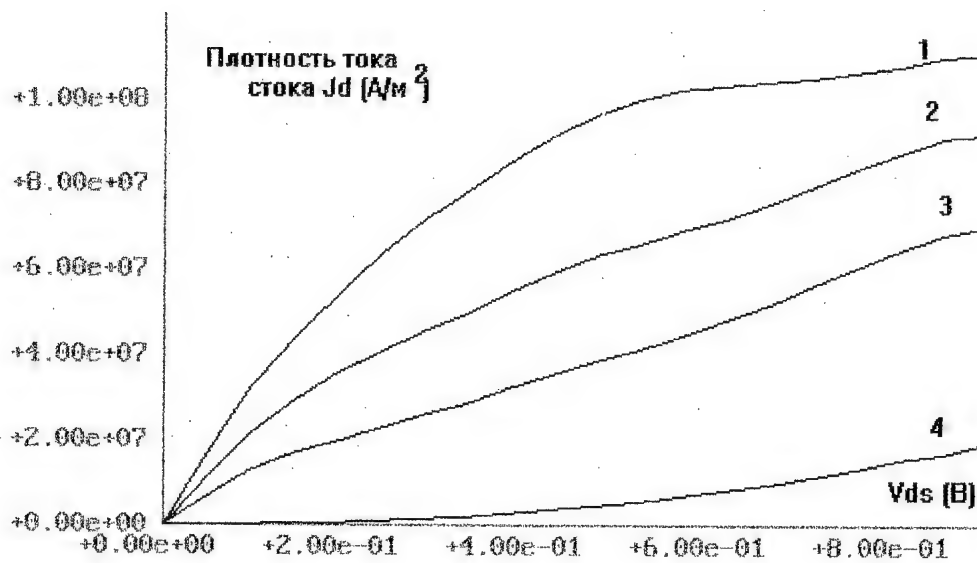


Рис. 5. Семейство ВАХ КИПТ с $I_y = 300$ А при :
 1 - $V_g = 0$ В, 2 - $V_g = -0.05$ В,
 3 - $V_g = -0.1$ В, 4 - $V_g = -0.3$ В

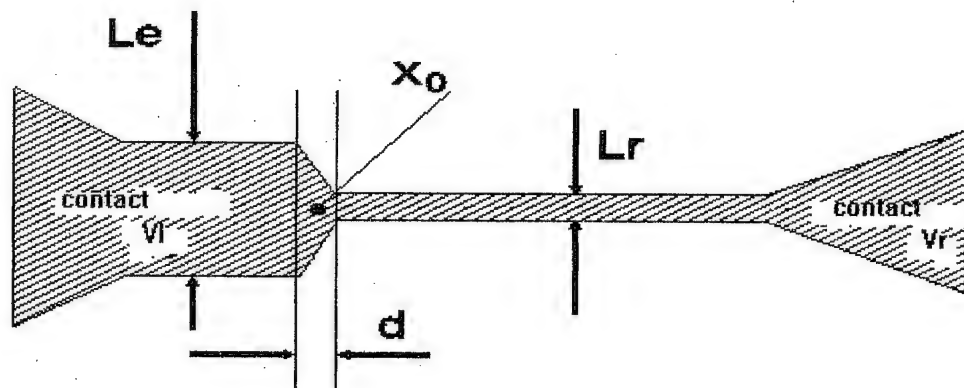


Рис. 6. Релаксационный квантовый диод

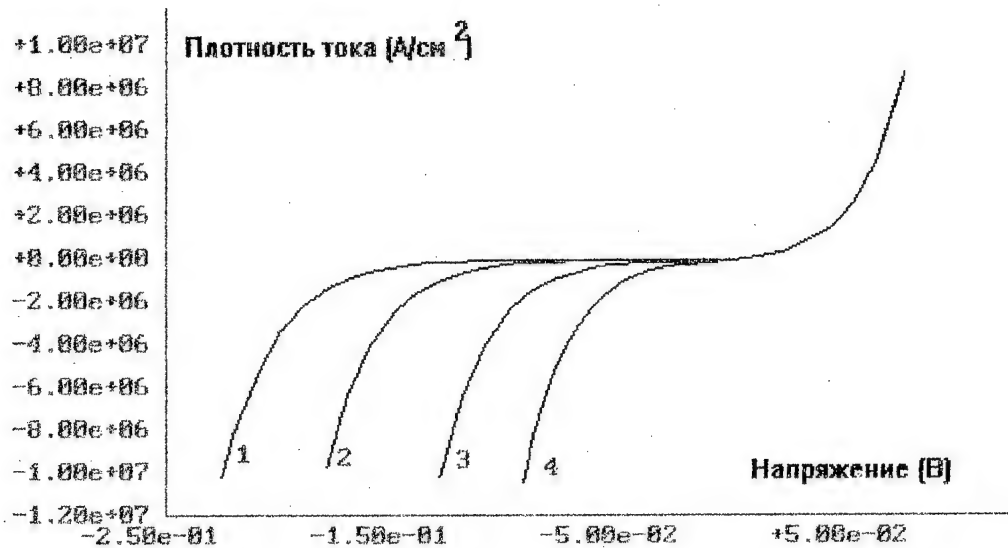


Рис. 7. ВАХ РКД с $L_1 = 50$ нм и:
 1 - $L_r = 5$ нм, 2 - $L_r = 6$ нм,
 3 - $L_r = 7$ нм, 4 - $L_r = 10$ нм

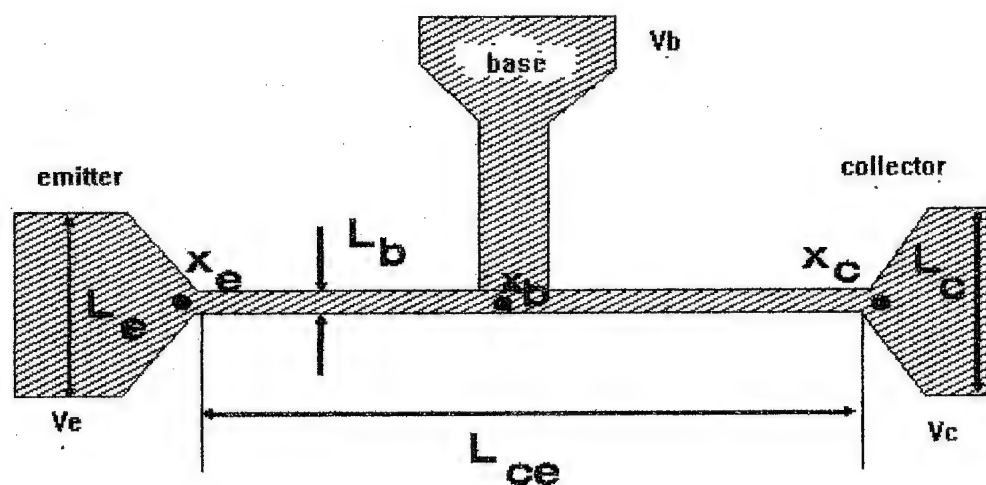


Рис. 8. Релаксационный квантовый транзистор

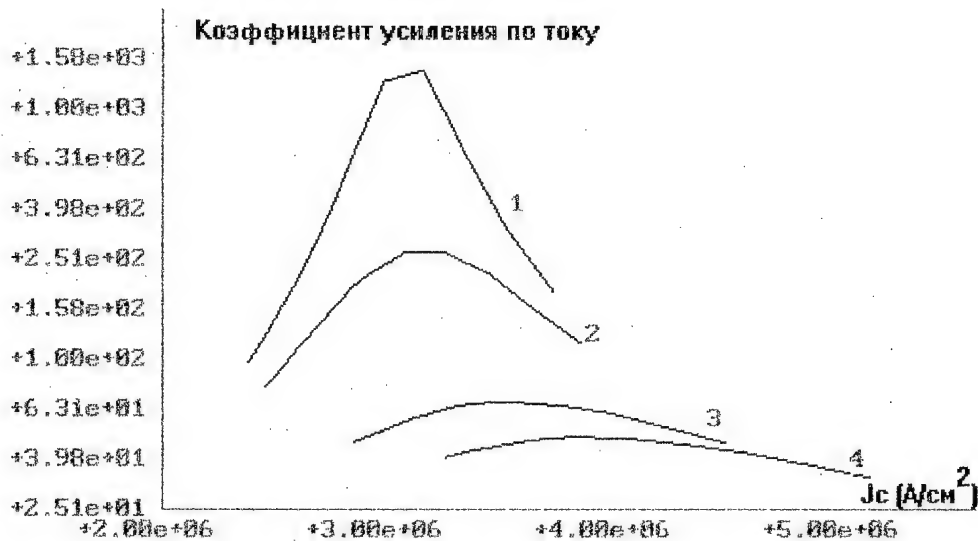


Рис. 9. Коэффициент усиления PКТ по току для схемы включения с общим эмиттером:
 1 - $V_{кз} = 0.058 \text{ В}$, 2 - $V_{кз} = 0.06 \text{ В}$,
 3 - $V_{кз} = 0.07 \text{ В}$, 4 - $V_{кз} = 0.08 \text{ В}$

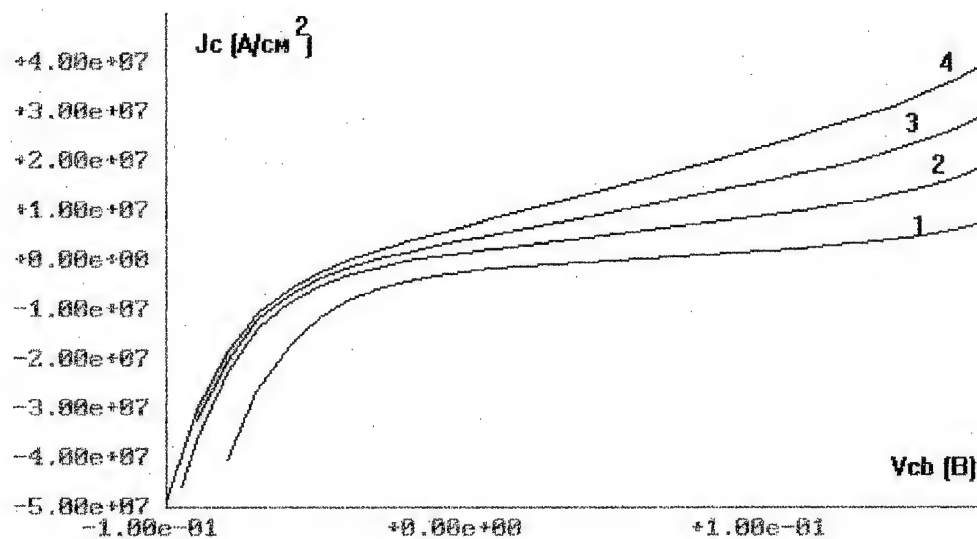


Рис. 10. ВАХ PКТ при схеме включения с общей базой:
 1 - $V_{эб} = 0.05 \text{ В}$, 2 - $V_{эб} = -0.01 \text{ В}$,
 3 - $V_{эб} = -0.025 \text{ В}$, 4 - $V_{эб} = -0.03 \text{ В}$

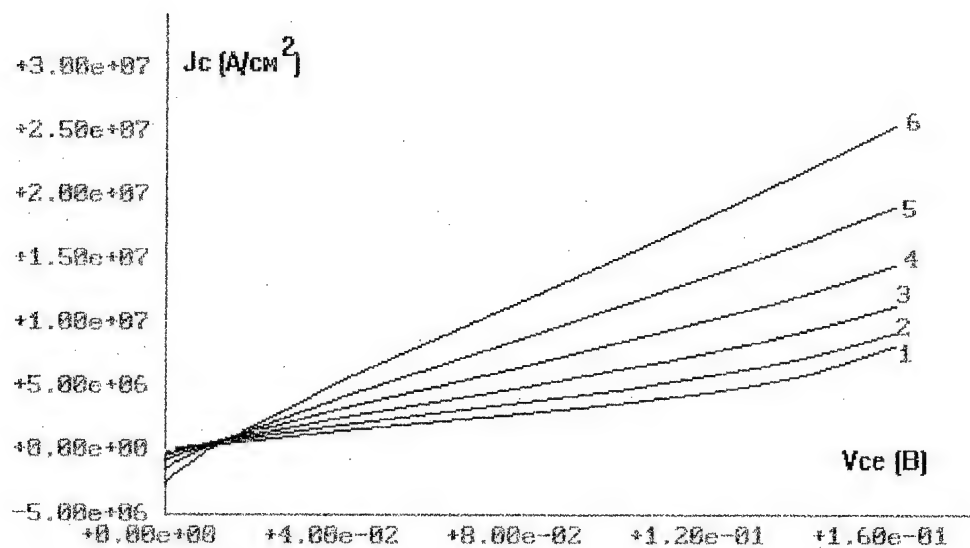


Рис. 11. ВАХ РКТ при схеме включения с общим эмиттером:
 1 - $V_{бэ} = 0.00$ В, 2 - $V_{бэ} = 0.01$ В,
 3 - $V_{бэ} = 0.02$ В, 4 - $V_{бэ} = 0.03$ В,
 5 - $V_{бэ} = 0.04$ В, 6 - $V_{бэ} = 0.05$ В

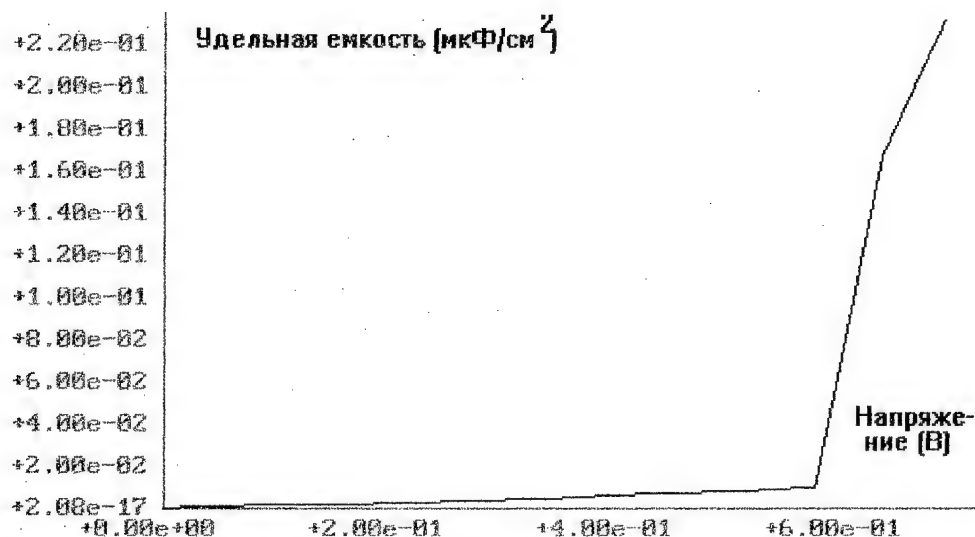


Рис. 12. Удельная емкость перехода между квантовыми
 проводами с $L_x = 50$ нм и $L_y = 5$ нм

СИСТЕМА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ЭКОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА

Г.А.Морозов, Ю.Е.Седельников

*научно-исследовательский центр прикладной электродинамики
Казанского Государственного Технического Университета*

Аннотация

В докладе рассматриваются основные требования к системе радиоэкологического мониторинга, круг основных задач по ее созданию. Дается описание комплекса программно-аппаратурных средств, создаваемого в РТ, Россия, обсуждаются перспективы развития.

I. Введение.

Естественные электромагнитные поля (ЭМП) занимают важное место в эволюции живой природы, выполняя информационно-энергетическую роль в формировании и регуляции жизненных процессов биологических объектов. Быстро прогрессирующее возрастание уровней и расширение частотного диапазона искусственных электромагнитных полей содержат угрозу для нормального функционирования биологических объектов, в том числе для здоровья человека [1-3]. ЭМП, таким образом, являются экологическим фактором риска, интенсивно загрязняющим окружающую среду. В связи с этим вопросы безопасности человека и защиты его от неблагоприятного воздействия физических полей электромагнитной природы являются весьма важными.

В настоящее время основным фундаментальным профилактическим направлением, по обеспечению условий жизнедеятельности человека, является регламентация уровней воздействия электромагнитного излучения для персонала и населения.

Существующие в различных странах системы стандартов существенно отличаются, что объясняется принципиальным различием концепций по выработке экологично-гигиенических нормативов. В России, как и в большинстве других стран, в основу подходов положена оценка энергии электромагнитного поля в определенном участке диапазона частот. В то же время, имеющиеся данные свидетельствуют, что в ряде случаев биологически значимыми являются и такие параметры воздействия как пиковые значения, длительности импульсов, параметры модуляции.

Перечисленные обстоятельства свидетельствуют, что к настоящему времени назрела необходимость развития систем технических средств, предназначенных для контроля уровней ЭМП, как в части оценки соответствия существующим нормативам, так в плане получения более детальных данных, относящихся к ЭМП воздействиям, комплексный характер которых еще не проработан к настоящему времени в достаточной степени.

II. Основные задачи.

Задачи, которые должны решаться современными системами экологического радиомониторинга, с некоторой степенью условности, можно разделить на ближайшие, решение которых должно быть осуществлено в кратчайшие сроки, и задачи на более отдаленную перспективу.

К первым, на наш взгляд, следует отнести: получение исчерпывающей информации об пространственном распределении уровней электромагнитных полей, особенно для крупных городов, причем во всем диапазоне частот вплоть до КВЧ.

К задачам второй очереди относится организация постоянного контроля электромагнитной "загрязненности", а также расширение объема контролируемых параметров электромагнитной обстановки, включая оценки пиковых значений, параметров модуляции, получение более детальных данных в относительно узких полосах частот, обнаружение и идентификацию отдельных источников, в том числе несанкционированных.

Вновь создаваемые программно-аппаратурные комплексы экологического мониторинга для решения ближайших задач должны строиться не только с учетом последующего наращивания выполняемых функций, но и как элемент общей системы экологического мониторинга городской среды.

III. Состав и основные функции программно-аппаратурных средств.

Достаточно полный комплекс экологического радиомониторинга (как и систем радиомониторинга, осуществляемого в целях контроля состояния радиочастотного спектра) включает в себя следующие основные компоненты:

- мобильную установку для измерения пространственного распределения уровней и других параметров ЭМП *);
- компьютерную информационную систему;
- средств связи **);
- стационарные посты наблюдения за текущей электромагнитной обстановкой **)

(Примечания: *) - с расширением функций во второй очереди, **) - вторая очередь).

Мобильная установка предназначена для осуществления измерения уровней ЭМП, осуществляемых периодически в ряде точек городской территории и, по необходимости в ближайших пригородах.

Для комплекса 1-ой очереди, такие измерения должны, в основном, осуществляться с целью контроля соответствия существующих уровней требованиям нормативно-технической документации, в частности /4/. При наращивании функций, установки 2-ой очереди должны обеспечивать получение более детальных данных о структуре, составе и параметрах электромагнитных излучений. В обоих случаях информация об измеренных уровнях полей поступает в стационарную компьютерную базу данных для переработки и оперативного использования.

Стационарные посты обеспечивают постоянный обзор пространства в всем диапазоне частот, выявляют наличие значимых превышений уровней полей, осуществляют постоянный контроль за уровнями излучения установок позволяет оперативно отслеживать изменения экологической ЭМО и своевременно реагировать на любые несанкционированные "выбросы".

Основные функции компьютерной информационной системы состоят в хранении данных об ЭМО, переработке этой информации и представлении данных об уровнях ЭМП в удобной форме.

Остановимся кратко на требованиях, предъявляемых к перечисленным составляющим и особенностях их реализации.

IV. Мобильная установка.

Большинство технических средств, используемых в станах СНГ для измерений опасных уровней электромагнитных полей, ориентированы на контроль соответствия существующим нормам, т.е. интегральных мощностей (напряженностей) полей в широких полосах частот. Указанные средства не являются автоматизированными, осуществление измерений представляет довольно трудоемкий процесс.

С другой стороны, весьма совершенные программно-аппаратурные комплексы, выпускаемые ведущими фирмами (например Родэ и Шварц), /5/ предназначены для целей контроля использования радиочастотного спектра. Они

имеют чрезвычайно высокую стоимость, и, что немаловажно, предназначены для решения иных задач. Для целей экологического мониторинга эти средства обладают явно избыточными функциональными возможностями, в частности по чувствительности и разрешению по частоте. Кроме того, они не позволяют осуществлять непосредственные измерения интегральных параметров ЭМП в широких полосах частот.

Мобильные установки для целей экологического радиомониторинга должны обеспечивать:

- измерения интегральных уровней ЭМП, осуществляемые в соответствии с действующей системой требований в автоматическом или хотя бы автоматизированном режиме;
- хранение данных измерений с возможностью передачи их в базу данных информационной системы;
- возможность удобного местоопределения, которое может быть автоматизированным при измерениях в городских условиях и автоматическим за пределами городской черты;
- возможность в ближайшей перспективе получения более детальной информации об ЭМП отдельных видов источников, включая параметры модуляции, пиковые значения, спектральный состав, а также местоположение неидентифицированных источников излучения.

Указанная установка должна быть, кроме того, базовой для последующего расширения функций в части возможностей измерения ряда других показателей экологической обстановки, в частности радиационного фона, уровня шума и др. с сохранением всех функций автоматизации измерений, хранения и передачи информации, а также позиционирования.

Проведенные технико-экономический анализ показывает, что в настоящее время наиболее целесообразно построение комплекса измерительных средств мобильной установки на принципах автоматизированного рабочего места оператора измерений /6/. В отличие от полностью автоматической системы измерений типа /5/ в этом случае возможно частичное или полное использование существующих измерителей отечественного производства, имеющих приемлемую стоимость. Такой типовой установки и структуры используемых программно-аппаратурных средств иллюстрируются данные, приведенные на рис. 1, 2.

V. Справочно-информационная система.

Указанная система (электронная карта) является центральной в рассматриваемом комплексе средств экологического радиомониторинга. Основой ее является использование современных геоинформационных технологий, методов хранения и обработки данных измерений. Система обеспечивает следующие основные функции:

- хранение информации об измеренных текущих уровнях ЭМП, а также, в перспективе, более детальной информации;
- обработку данных измерений, включая их интерполяцию для любой точки контролируемой территории на основе эффективных моделей распространения радиоволн. Последнее весьма важно, ввиду значительной изменчивости уровней ЭМП в условиях города и очевидной невозможности осуществления замеров с шагом порядка радиуса пространственной корреляции пространственных флуктуаций полей;
- представление обзорной информации об уровнях полей на компьютерной карте-схеме города в графической форме;
- представление в диалоговой режиме информации об интегральных уровнях ЭМП в различных точках территории города и ближайших пригородов;

- представление в цифровой или графической форме интересующей информации о вкладе отдельных наиболее значимых источников электромагнитных "загрязнений" окружающей среды;
- автоматическую коррекцию отображаемой информации при появлении новых мощных источников или изменении параметров существующих.

Указанная система, реализованная на ЭВМ не хуже РС 486 включает следующие основные блоки:

- блок управляющих и сервисных программ, включая подсистему разрешенных для разных категорий пользователей уровней доступа;
- блок формирования компьютерной топографической основы;
- блок управления и хранения базы данных - результатов измерений;
- блок математических моделей интерполяции данных измерений.

Состав программных средств, вид выходной информации в различных режимах иллюстрируют рис.3,4.

Следует подчеркнуть, что указанная компьютерная система выполнена унифицированной и допускает наращивание функций для хранения, обработки и отображения информации о значениях других экологически значимых факторов (уровень радиационного фона, уровень шума и др.)

VI. Заключение.

Авторы выражают благодарность Экологическому Фонду РТ, а также Государственному Комитету по санитарному надзору РТ за весомую поддержку в выполнении настоящей работы.

VII. Литература.

1. Каляда Т.Т. Биоэлектромагнитная совместимость и проблемы гигиенической регламентации электромагнитных полей // Электромагнитная совместимость: Сб. материалов межд.симп. - С.-Пб.: 1993. - С.743-745.
2. Слободаев Ю.М. Проблема электромагнитной экологии // Электросвязь, 1992. - N 3. - С.8-9.
3. Давыдов Б.И., Тихончук В.С., Антипов В.В. Биологическое действие, нормирование и защита от электромагнитных излучений - М.: Энергоатомиздат, 1984. - С.174.
4. Временные санитарные нормы и правила защиты населения от воздействия электромагнитных полей, создаваемых радиотехническими объектами. - N2963-84, 1984.
5. Monitoring System for Russian Cities. System Description. Проспект фирм Родэ и Шварц 1995 г.
6. Научно-технический отчет "Разработка мобильной установки для целей экологического мониторинга". Этап 1. - Казань, КГТУ, 1996 г.

DEVELOPMENT OF ECOLOGICAL ELECTROMAGNETIC MONITORING SYSTEM

Morozov G.A., Sedelnikov Yu.E.

Scientific Research Centre of Applied Electrodynamics of Kazan State Technical University
Kazan-420503, P.O. Box 381, Tatarstan, Russia
fax 8432 386924

Electromagnetic field intensity measurement and checking are among the paramount tasks for ecological monitoring. This paper presents the most important results of works being an outcome of joint efforts of the Scientific-Research Centre of Applied Electrodynamics and the Republic Tatarstan Department of Sanitary have been carried out by the initiate and support of the RT Fund of Ecology. The data on computer-aided information systems as well as the facilities for the field sources finding, identification, measurement and control are presented in this paper. The systems trends, distinctions and outlooks are discussed.

Общая структура КТС АРМ оператора

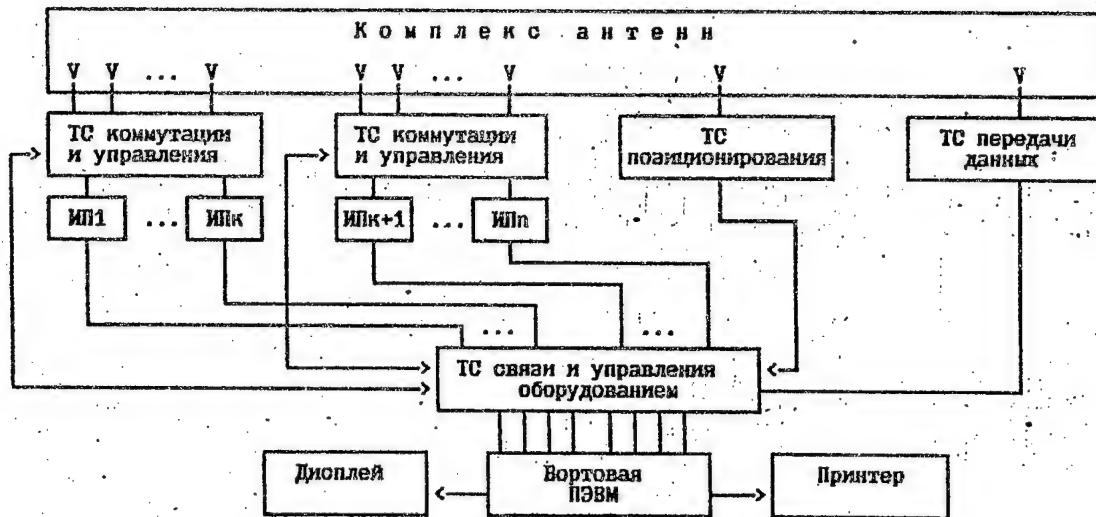


Рис. I

Состав алгоритмов АРМ оператора МУСРМ

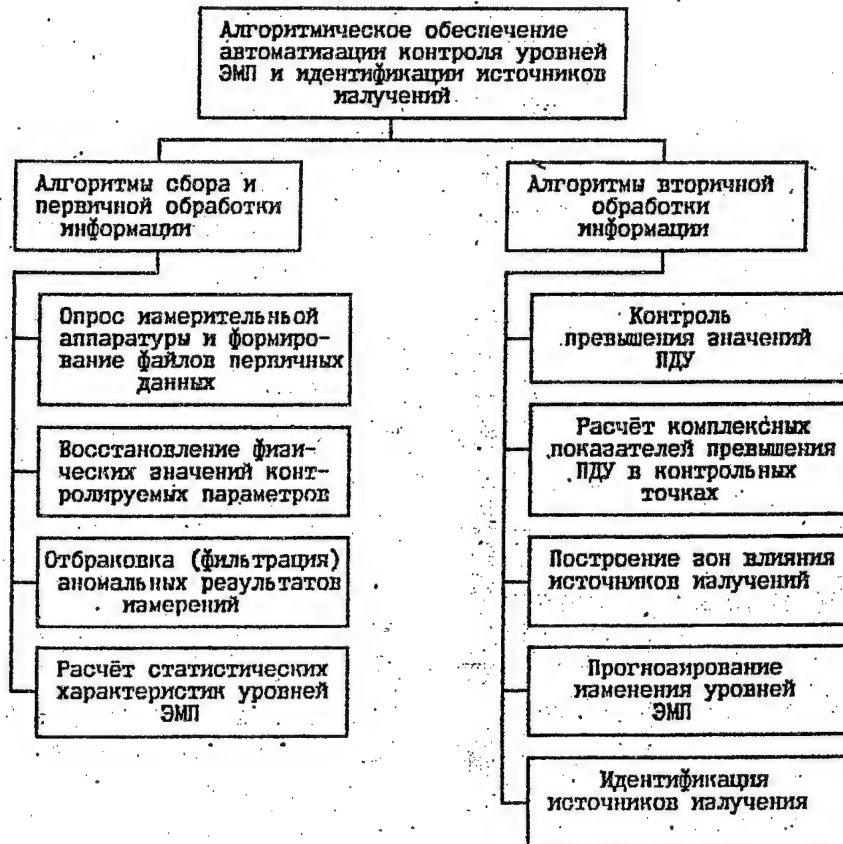


Рис. 2

Блок-схема программного обеспечения экологической информационно-поисковой системы г. Казани



Рис.3

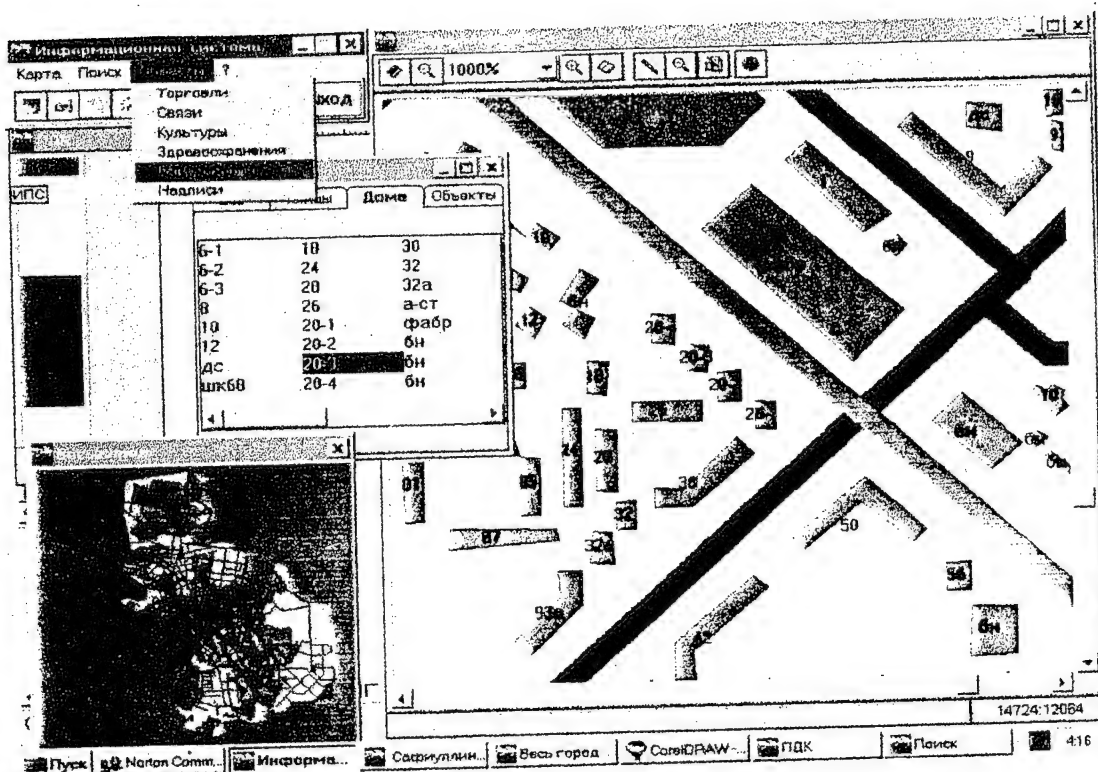


Рис.4

ВЛИЯНИЕ СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ НА СТРУКТУРНЫЕ, ФИЗИКО-ХИМИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА РЯДА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ И ПРИБОРНЫХ СТРУКТУР

А.Е.Беляев*, А.А.Беляев*, Е.Ф.Венгер*, И.Б.Ермолович*, С.М.Комирченко*,
Р.В.Конакова*, В.Г.Ляпин*, И.И.Магда**, В.В.Миленин*,
И.В.Прокопенко*, С.В.Свечников*, Е.А.Соловьев*, Ю.А.Тхорик*,
М.В.Шевелев***

* Институт физики полупроводников НАН Украины, Киев, Украина.

** НИЦ "Харьковский физико-технический институт", Харьков, Украина.

*** Институт электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины, Киев, Украина.

Аннотация

Изучено влияние СВЧ облучения в см и мм диапазонах длин волн на электрические параметры арсенида галлия и твердых растворов на основе $\text{Cd}_x\text{Hg}_{1-x}\text{Te}$. Показано, что микроволновые обработки приводят как к изменениям характеристик точечных дефектов и их скоплений, так и стимулируют образование дислокаций. Наблюдаемая структурная релаксация зависит от исходного примесно-дефектного состава полупроводника, его морфологических параметров и условий обработки.

Воздействия мощного СВЧ облучения на пространственно-неоднородные структуры на основе металл- A^3B^5 влияют на характер межфазных реакций и взаимодиффузию компонент гетеропар, формируя границы раздела, обладающие особой структурой и интерметаллическим составом, а, следовательно, электрофизическими параметрами. Сравнение с результатами исследований механизмов формирования контактных структур при других видах активных воздействий (термоотжиг, γ -облучение ^{60}Co) позволило сделать вывод о существенной роли нетермических факторов в процессах, определяющих свойства структур на основе металл-полупроводник.

1. Введение

Для современного уровня развития микроэлектроники характерна тенденция к увеличению плотности упаковки элементов с малыми (в один и менее микрона), расстояниями между ними. Обеспечить такую компоновку можно только путем разработки технологических процессов направленного и дозированного изменения свойств материалов. Так, изучение специфики дефектообразования, аморфизации тонких полупроводниковых пленок и слоевых структур на их основе, состава и пространственного распределения элементов в имплантированных слоях, ионно-стимулированных реакций привели к созданию нового научно-технического направления ионно-импульсной модификации материалов, позволяющего контролируемо проводить процессы их легирования, очистки, структурно-фазовые перестройки в поверхностных слоях, создание сплавов требуемого состава с широким варьированием их атомной структуры. Исследование механизмов диссипации энергии при упругих и неупругих взаимодействиях электронных пучков с твердыми телами позволило разработать прецизионные локально-термические технологии обработки полупроводниковых материалов и гетероструктур на их основе, которые дают возможность целенаправленно и контролируемо проводить отжиги дефектов, диффузионный массообмен, рекристаллизацию пленочных структур, структурно-фазовые переходы в контактирующих слоях, десорбцию и испарение с поверхности атомных частиц, плавление.

Достигнутый уровень понимания физико-химических процессов, протекающих при взаимодействии электронов и ионов с твердыми телами, обеспечили их лидирующее положение при производстве микроэлектронных изделий нового поколения.

Наряду с отмеченными технологическими обработками значительное место в производстве полупроводниковых приборов занимают технологии, использующие мощные электромагнитные пучки. Применение фотонных и лазерных воздействий позволяет решать задачи размерной обработки пленочных материалов, обеспечивая их очистку, отжиг, закалку, сварку и др. Наиболее широкое распространение получили лазерные технологические процессы, т.к. при кратковременных (наносекунды) мощных воздействиях, как правило, удается исключить влияние теплофизических и термодинамических факторов на внедрение атомов контактирующих с полупроводниковой матрицей веществ (лазерная имплантация) в полупроводники и получать поверхностные сплавы из элементов с аномально различными теплофизическими и термодинамическими свойствами.

Однако, несмотря на кажущуюся простоту технологий, использующих электромагнитные пучки, по сравнению с корпускулярными технологиями до настоящего времени, остаются нерешенными ряд фундаментальных проблем, ограничивающих их применение. К их числу можно отнести микрометаллургические процессы взаимодействий, стимулированные электромагнитным излучением, дефектообразование в приповерхностных слоях полупроводника, возникновение термомеханических напряжений на поверхности и границах раздела фаз, фазовые структурные переходы в наносекундном и субнаносекундном диапазонах времен, включая механизмы кристаллизации, перегрев и переохлаждение метастабильных фаз, степень их диспергированности многофазность и др.

Диапазон частот электромагнитного (ЭМ) излучения 10-100 ГГц практически вообще не использовался для решения технологических задач. Имеющиеся исследования [1, 2] по взаимодействию мощных ЭМ пучков отмеченного диапазона частот с полупроводниковыми структурами касались в основном деструктивных факторов таких взаимодействий. В то же время можно отметить перспективность использования микроволновых обработок для разработки новых технологий. Это обусловлено:

- большим диапазоном удельных мощностей облучения в пределах от $0,1 \cdot 10^9$ Вт при варьировании поляризации и напряженности электрического поля электромагнитной волны;
- возможностью реализации как кратковременных нано- и микросекундных импульсных воздействий, так и обработку в непрерывном режиме;
- высокой управляемостью и воспроизводимостью параметров микроволнового излучения, обеспечивающего возможность точной дозировки подводимой к активным зонам облучаемого объекта энергии;
- обеспечением равномерной обработки объектов больших площадей;
- возможностью избирательного однородного воздействия на компоненты полупроводниковых приборных структур;
- бесконтактной обработкой материалов в вакууме или специальных средах.

Обоснованность сделанного заключения подтверждается на примере исследований [3] постимплантационного кремния, легированного P^+ с энергией 50 кэВ и дозой 10^{15} см^{-2} в поле СВЧ излучения с $f=2,5$ ГГц. Было показано, что кратковременный (\sim с) СВЧ отжиг в отличие от высокотемпературного (1110 К) термического (30 мин) не приводит к размытию профиля внедренной примеси и доводит коэффициент ее использования до 100%.

Отмеченные выше обстоятельства послужили основанием для постановки ниже приведенных исследований по изучению влияния микроволнового излучения на структурно-химические и электрофизические характеристики полупроводниковых материалов и структур.

II. Методика эксперимента

Объектами исследований были монокристаллические пластины GaAs, легированные Sn и Te ($n \approx 1 \cdot 10^{16} - 2 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$), подготовленные для изготовления прибор-

ных структур; $n\text{-Cd}_x\text{Hg}_{1-x}\text{Te}$ ($x=0,22-0,24$), вырезанные из слитков и подвергнутые механической обработке и травлению.

Второй класс объектов исследований составляли гетерофазные структуры металл- A^3B^5 , изготовленные в вакууме $5 \cdot 10^{-6}$ Торр методом термического или электронно-лучевого испарения металлов на химически очищенную поверхность полупроводников. Выбор компонент металлизации был обусловлен тем, чтобы в исследованных бинарных системах можно было бы реализовать либо доминирование диффузионных процессов на фазной границе, либо образование продуктов химических реакций компонент гетеропары.

Образцы подвергались облучению в см (магнетрон) и мм (гиротрон) диапазонах длин волн в условиях свободного пространства в направленном режиме. Соответствующие частоты облучения - 2,45 ГГц и 84 ГГц. Интенсивность микроволнового воздействия варьировалась изменением времени экспозиции, выходной мощности генератора, либо изменением расстояния до облучаемого объекта. Интенсивность падающего излучения при максимальной мощности генераторов составляла 10 кВт/см^2 для гиротрона и 100 Вт/см^2 для магнетрона.

Для изучения особенностей взаимодействия микроволнового облучения с полупроводниковыми объектами использовались методы, позволяющие получить информацию об электрофизических параметрах тестируемых объектов (фотолюминесценция (ФЛ), фотопроводимость (ФП), рентгеновская топография, гальваномагнитные и вольт-амперные измерения), химическом составе (Оже-электронная спектроскопия и деформационных характеристиках (рентгеновская дифракция).

III. Экспериментальные результаты

а) Полупроводниковые материалы и структуры.

Данные исследований ФЛ $n\text{-GaAs}$ указывают на изменение примесно-дефектного состава и топологии локальных центров в образцах, подвергнутых магнетронному облучению. Причем степень влияния микроволновой обработки определяется исходным примесно-дефектным составом полупроводникового материала и величиной дозы облучения.

На рис. 1. представлены спектры ФЛ образцов GaAs:Sn с ориентацией поверхности (111) до и после СВЧ-магнетронного облучения. В исходных спектрах необлученных образцов наблюдались коротковолновая полоса (КВ) с положением максимума излучения $h\nu_{\text{max}} = 1,15 \text{ эВ}$; $1,18 \text{ эВ}$ и $1,2 \text{ эВ}$ и длинноволновая (ДВ) - с $h\nu_{\text{max}} = 0,993 \text{ эВ}$ и $1,01 \text{ эВ}$ (в разных образцах). Причем интенсивность КВ полосы была в 2-5 раза выше ДВ-полосы. Полуширины полос составляли 200-300 мэВ КВ - полосы и 100 - 140 мэВ ДВ - полосы. В результате облучения уже после $t_{\text{обл}} = 6 \text{ сек}$ во всех исследованных образцах положение максимумов полос ФЛ стало одинаковым и составляло 1,185 эВ и 1,01 эВ соответственно при преимущественном усилении полосы 1,185 эВ. Полуширина КВ - полосы изменялась слабо, а ДВ полосы сначала (до $t=30 \text{ сек}$) резко сужалась, а при $t_{\text{обл}} = 62 \text{ сек}$ возрастала до исходной величины и в некоторых случаях даже ее превышала.

В GaAs:Sn (100) в исходном состоянии положение максимумов были для КВ и ДВ полос 1,22 эВ и 0,993 эВ соответственно, при преимущественной интенсивности ДВ полосы (в 5 раз). Уже при 2 сек облучения эти значения составляли 1,28 и 1,04 и не изменялись вплоть до $t_{\text{обл}} = 62 \text{ сек}$. Интенсивность КВ полосы до $t_{\text{обл}} = 30 \text{ сек}$ практически не изменялась, а ДВ полосы при первом же облучении резко падала (в 3 раза), а затем до $t_{\text{обл}} = 30 \text{ сек}$ возрастала, оставаясь, однако, меньше исходного значения. При $t_{\text{обл}} = 60 \text{ сек}$ обе полосы ослабли. Полуширины обеих полос до облучения были примерно одинаковы (~180 мэВ). В результате облучения, как и в случае GaAs:Sn (111), для КВ полосы ее значение почти не изменилось, для ДВ - полосы изменение полуширины было немонокотонным: полоса сужалась до $t_{\text{обл}} = 6 \text{ сек}$ ($H=140 \text{ мэВ}$) и уширялась до 190 мэВ при $t_{\text{обл}} = 60 \text{ сек}$.

В GaAs:Te в исходном состоянии наблюдалась лишь КВ полоса с $h\nu_{\text{max}} = 1,20 \text{ эВ}$, которая не изменялась в результате облучения.

Таким образом, наиболее стабильным к воздействию см-излучения является GaAs:Te с доминированием в спектрах ФЛ лишь одной полосы с $h\nu_{\max}=1,20$ эВ, природу которой связывают с комплексами ($V_{Ga}-Te_{As}$) [4]. Что касается GaAs:Sn, то уже исходные образцы могли существенно отличаться по примесно-дефектному составу, о чем свидетельствует разброс в положениях и интенсивностях наблюдаемых ДВ и КВ полос в разных образцах. Для таких кристаллов СВЧ облучение уже при самых малых длительностях воздействий влияет на спектр точечных дефектов структуры. Сужение полос при малых и средних дозах облучения (до $t_{обл}=16$ сек) свидетельствует об улучшении общего упорядочения структуры решетки возможно в результате увеличения подвижности линейных и точечных дефектов и активации процессов их геттерирования. Выход $h\nu_{\max}$ КВ и ДВ полос на одинаковые значения в результате облучения также свидетельствует в пользу этого явления.

Более существенное влияние СВЧ излучения на КВ-полосу, а также относительная узость ДВ полосы позволяют предположить, что центры КВ полосы ($h\nu_{\max}=1,185$ мэВ) есть центры рекомбинации, т.е. излучение возникает при рекомбинации неравновесных носителей тока, а излучение в ДВ полосе является внутрицентровым, т.е. излучение происходит при электронных переходах между двумя уровнями (основным и возбужденным состоянием) одного центра.

В литературе полосу, близкую к наблюдаемой нами в GaAs:Sn КВ полосе, связывают с комплексом ($V_{Ga}-Sn_{As}$) [4], а полосу с $h\nu_{\max}=1,0$ эВ с присутствием в кристаллах (возможно неконтролируемо) Cu [5]. Однако, в отличие от [5], полученные в данной работе данные (относительная узость полосы 1,01 эВ, $H \approx 100 \div 140$ мэВ и более слабое влияние на нее СВЧ облучения) позволяют предположить, что излучение в ДВ-полосе является внутрицентровым, а не связано с захватом электрона из с-зоны на Cu_{Ga} . Переходы между подуровнями, расщепленной в кристаллическом поле d-оболочки Cu и формируют структуру ДВ полосы ФЛ.

Что касается изменений интенсивности полос ФЛ в исследуемых кристаллах, то они могут быть вызваны следующими обстоятельствами:

- 1) изменением концентрации соответствующих центров свечения;
- 2) изменением вероятности излучательного захвата носителей на центры свечения;
- 3) изменением темпа рекомбинации через центры безызлучательной рекомбинации.

Первая из упомянутых ситуаций может реализоваться при разрушении или образовании соответствующих центров, стимулированных СВЧ облучением. Поскольку центры КВ излучения есть донорно-акцепторные комплексы ($V_{Ga}-Sn_{As}$), то при их развале должны были бы появиться новые полосы ФЛ, т.к. V_{Ga} также является центром свечения. Новые полосы отсутствуют.

Если не изменяется природа центров свечения, то маловероятно изменение интенсивности полос, связанное с 2.

Что же касается изменений в каналах безызлучательной рекомбинации, то они очень вероятны хотя бы уже потому, что влияние СВЧ-излучения на интенсивность наблюдаемых полос разное и зависит от исходного состояния кристаллов.

При временах облучения >60 сек наблюдается усиление деградационных процессов в GaAs. Уменьшается интенсивность обеих полос и происходит их уширение, что свидетельствует о росте концентрации дефектов в кристалле.

Влияние мощного мм-излучения, на порядок и более превышающий уровень микроволнового воздействия см-диапазона, на спектр центров излучательной рекомбинации GaAs более неоднозначное, хотя общий вывод о роли исходного примесно-дефектного состава материала на последствия таких обработок имеет место и в этом случае. В [3, 6], полагают, что при таких мощностях СВЧ облучения поглощенное излучение приводит к его сильному разогреву. Оценки, сделанные в [6] показывают, что за весьма короткое время ($t \leq 3$ сек) при интенсивности излучения 1 кВт/см^2 достигается температура $\sim 600^\circ\text{C}$.

Учитывая кратковременность отжига, это не должно приводить к существенным изменениям интенсивности краевой полосы излучения, а появление но-

вых примесных полос люминесценции с $h\nu_{\max} = 1,02; 1,30$ и $1,35$ эВ связывалось в [6] с поверхностными загрязнениями Si и ее диффузией в объем. В отличие от [6] мы наблюдали перестройку структуры спектров ФЛ в диапазоне энергий $0,60-1,50$ эВ. Это дает основания полагать, что при воздействии мощного микроволнового излучения процесс разогрева однофазного материала может сопровождаться возникновением сильных градиентов температуры и деформационных напряжений, изменяющих структуру и топологию локальных центров. В этих условиях характер перестройки примесно-дефектного состава полупроводниковых материалов зависит не только от предистории исследуемых образцов, но и условий их облучения. Сам факт влияния СВЧ-излучения на электрическую активность дефектов отмечался и в [7] при исследовании Si, легированного В и Р. Авторы полагали, что в процессе облучения происходит изменение зарядового состояния метастабильных центров, в результате чего они перестраивают свою структуру, т.е. изменяются параметры глубоких рекомбинационных центров (глубокие трансформируются в мелкие).

На изменения механических напряжений в GaAs указывают данные прямых измерений особенностей структурной релаксации образцов, подвергнутых микроволновой обработке.

На рис. 2 представлены данные, демонстрирующие изменение радиуса кривизны пластины (100) GaAs:Sn ($n = 3 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$, $N_g = 10^4 \text{ см}^{-2}$, $d = 300 \text{ мкм}$), подвергнутой стандартной обработке (механическая полировка, химическое травление) вдоль одной из координат после магнетронного облучения 100 Вт/см^2 . Видно, что изменяется не только радиус кривизны, но и знак изгиба. Причем релаксация механических деформаций является длинновременной. Ее характер зависит от знака и уровня исходных деформаций образцов (рис. 3 а, б).

Полученные по методу Бормана рентгеновские топограммы этих образцов представлены на рис. 4. Видно, что микроволновая обработка приводит к двум типам структурных изменений в кристалле - к интенсивной генерации дислокаций и изменяет размеры скоплений точечных дефектов.

Наблюдаемые особенности релаксации остаточной деформации, ее осциллирующий характер имеют место и для монокристаллических полупроводниковых материалов. Так, в работе [8] при исследовании кремниевых пластин толщиной $0,35 - 0,40 \text{ мм}$ с ориентацией поверхности (111) после СВЧ отжига ($f = 37 \text{ ГГц}$, $P = 0,1 \text{ кВт}$) было обнаружено, что кинетика релаксации остаточных деформаций существенно отличается от случая обычного термического отжига в вакууме или на воздухе и носит сложный осциллирующий характер с явно выраженными атермическими участками (энергия активации $\leq 0,065 \text{ эВ}$). Оба способа отжига приводят к одинаковым результатам лишь при достаточно длительных микроволновых воздействиях, обеспечивающих разогрев кристалла в диапазоне $400 - 700^\circ\text{C}$.

Влияние исходного примесно-дефектного состава и морфологии полупроводникового материала на характер изменения электрофизических параметров, вызванных микроволновым облучением, было подтверждено при исследованиях узкозонных полупроводников на основе твердых растворов $\text{Cd}_x\text{Hg}_{1-x}\text{Te}$ (КРТ).

В табл. 1 представлены результаты исследований гальваномагнитных и фотоэлектрических явлений для двух групп образцов n-типа.

Таблица 1

№	Состав, x	Структурное состояние	Тип обработки	Конц. эл. исх. 10^{14} см^{-3}	Подвижность $\mu \times 10^{-4} \text{ см}^2/\text{В.с}$ при 77 K	Время жизни н.н.т τ 10^6 с при 77 K
I	0,24	Границы зерен, малоугловые границы и др. Аномальный ход $R_x(T)$	исх.	69	2	0,61
			СВЧ	25,4	0,6	0,25
II	0,215	Структурно совершенные, стандартный вид	исх.	5,1	20	1,4

	$R_x(T)$				
		СВЧ	4,9	15	2,4

R_x - коэффициент Холла.

В образцах группы I после СВЧ обработок наблюдалась конверсия типа проводимости и понижение времени жизни неравновесных носителей заряда τ . При этом характер изменения параметров образцов был таким же как и в ходе деградации пластически деформированных кристаллов [9]. В тоже время для достаточно однородных образцов группы II обработка в СВЧ поле приводила к увеличению τ (рис. 6., табл. 2). Данные, полученные из температурных зависимостей τ , в этом случае свидетельствуют об уменьшении концентрации рекомбинационно активных центров, имеющих энергетические уровни в верхней половине запрещенной зоны табл. 2.

Таблица 2.

Состав	Вид обработки	R_x (77 K), см ³ /K	$R_x \cdot \sigma$ (T=77K) см ² /v.c	E_t мэВ	N_t , см ⁻³	τ (77 K) мксек
x=0,22	исходный	$1,3 \cdot 10^4$	$1,4 \cdot 10^5$	70	$6,3 \cdot 10^{13}$	2,1
	СВЧ	$1,4 \cdot 10^4$	$9,6 \cdot 10^4$	70	$2,5 \cdot 10^{13}$	3,0
	индетн.	$1,4 \cdot 10^4$	$8,1 \cdot 10^4$	70	$7,2 \cdot 10^{13}$	2,0

Исследования влияния пластической деформации путем индентирования при помощи призмы Виккерса с нагрузкой на индентере 10 с и плотности индентирования $N_{\text{инд}} = 10^4$ см⁻² образцов этой группы до и после СВЧ обработки привели к обнаружению явления повышенной устойчивости электрофизических параметров облученных образцов к пластической деформации. Как следует из рис. 6, температурные зависимости τ образцов, подвергнутых индентированию, после СВЧ обработки совпадают с исходной (до СВЧ обработки) зависимостью. При этом не наблюдалось изменений R_x в области примесной проводимости и не изменялось энергетическое положение рекомбинационно активных центров в отличие от не прошедших СВЧ обработку образцов (см. табл. 2).

Если допустить, что основным механизмом диссипации энергии поглощенного СВЧ излучения является разогрев, то наблюдаемые особенности изменения параметров материалов могут быть следствием стимулированной миграции рекомбинационно-активных точечных дефектов и примесей на энергетически устойчивые стоки: малоугловые границы, дислокации и т.д. Нельзя также исключить распад метастабильных дефектов, "замороженных" при комнатных температурах, и диффузии их компонент на термически стабильные протяженные дефекты. Такое стимулированное геттерирование и проявляется в виде некоторого возрастания τ . "Свежие" дислокации, вводимые при индентировании, достаточно быстро "прорастают" через всю толщу образца (нет отличий в τ , измеренных как со стороны индентированной, так и неиндентированной поверхностей). Однако формирование их атмосфер происходит в условиях, когда в основной матрице кристалла количество дефектов, формирующих примесные дислокационные атмосферы, значительно меньше, чем в образцах не подвергнутых СВЧ обработке. Вследствие этого, введенные при индентировании дислокации оказываются не в состоянии сформировать примесные атмосферы, способные качественно изменить рекомбинационные характеристики образца.

Таким образом, СВЧ обработки полупроводниковых материалов оказывают существенное влияние на структурно чувствительные характеристики полупроводниковых материалов. Степень этого влияния зависит от предистории и природы полупроводникового материала, режимов облучения и может приводить как к улучшению параметров материала (гомогенизация, геттерирование), так и к их деградации. Для окончательного вывода о механизмах структурной релаксации в полупроводниках при СВЧ обработках необходимо проведение дальнейших исследований.

б) Граница раздела металл-полупроводник.

В табл. 3 приведены некоторые электрофизические параметры диодов Шоттки (высота барьера σ_B , фактор неидеальности n , длина диффузии L_p) на основе полупроводников A^3B^5 , подвергнутых различным обработкам: СВЧ ($f = 10^{10}$ Гц), $P = 100$ Вт/см², $t = 1$ сек), отжиг при 573 К, $t = 10$ час. (для гетероструктур на основе Мо и W, $t = 8$ час.); γ -облучение ^{60}Co дозой 10^5 Г.

В табл. 4 представлены данные по влиянию мощного гиротронного облучения $f = 10^{11}$ Гц, $P \approx 5$ кВт/см², $t = 2-5$ сек) на усредненные параметры контактов металл-GaAs и их дисперсию.

Таблица 3

Тип КМП	Вид обработки	ϕ_B , эВ	n	L_p , $\mu\text{м}$
Al-GaAs	И	0.55-0.58	1.68-2.20	1.6-1.9
	СВЧ	0.57-0.58	1.30-1.40	2.0
	О	0.51-0.55	1.90-2.30	0.7-0.8
Pt-GaAs	И	0.88-0.95	1.12-1.37	2.1-2.2
	СВЧ	0.88-0.89	1.18-1.24	2.1-2.2
	О	0.53-0.57	2.37-2.80	0.5-0.7
	γ	0.92-0.95	1.08-1.10	2.5-2.8
Au-Pt-GaAs	И	0.88-0.92	1.17-1.30	2.0-2.2
	СВЧ	0.90-0.92	1.12-1.15	2.3-2.5
	О	0.51-0.60	2.20-2.70	0.55
	γ	0.93-0.96	1.10-1.20	2.4-2.6
Cr-GaAs	И	0.73-0.75	1.17-1.24	6.5-0.7
	СВЧ	0.76-0.77	1.08-1.09	1.2-1.4
	О	0.73-0.75	1.20-1.24	0.5-0.6
	γ	0.75-0.77	1.08-1.10	1.2-1.6
Au-Cr-GaAs	И	0.70-0.76	1.12-1.17	0.9-1.1
	СВЧ	0.75-0.70	1.04-1.08	1.0-1.3
	О	0.56-0.62	1.80-2.10	0.12
	γ	0.74-0.76	1.07-1.10	1.2-1.5
Mo-GaAs	И	0.68-0.69	1.16-1.23	2.3-2.8
	СВЧ	0.68-0.69	1.09-1.14	2.5-2.7
	О	0.68-0.69	1.10-1.12	0.2-0.4
	γ	0.68-0.71	1.10-1.12	2.6-2.8
W-GaAs	И	0.65-0.66	1.20-1.40	1.7-2.0
	СВЧ	0.69-0.70	1.09-1.12	2.1-2.2
	О	0.65-0.66	1.10-1.17	0.6-0.9
	γ	0.69-0.72	1.08-1.17	2.1-2.4
$\text{Mo}_x\text{Si}_{1-x}$ -GaAs	И	0.70-0.71	1.15-1.17	2.4-2.5
	СВЧ	0.72	1.09-1.10	2.6-2.7
	О	-	-	-
	γ	0.72-0.73	1.08-1.13	2.6-2.8
$\text{W}_x\text{Si}_{1-x}$ -GaAs	И	0.72-0.73	1.15-1.17	2.2-2.4
	СВЧ	0.74	1.07-1.09	2.5
	О	-	-	-
	γ	0.73-0.75	1.09-1.13	2.5-2.6
TiN-GaAs	И	0.75	1.24	1.6-1.75
	СВЧ	0.76	1.02	1.8-1.82
	О	0.74	1.36	1.75-1.8
	γ	0.76	1.16	1.8-1.82
Cr-InP	И	0.67-0.69	1.5-1.8	1.52-1.6
	СВЧ	0.63-0.65	1.2-1.4	1.7-1.75

	O	-----	-----	
	γ	0.69-0.71	1.2-1.3	1.78-1.82
Al-InP	И	0.77-0.80	1.73-2.73	1.55-1.7
	СВЧ	0.75	1.14-1.73	1.73-1.8
	O	--	-----	--
	γ	0.76-0.77	1.52-1.61	1.75-1.84

Таблица 4

Тип КМП	Параметры и их дисперсия									
	Исходные					После облучения				
	$\bar{\varphi}_B$, эВ	$\Delta\varphi$, эВ	\bar{n}	Δn	τ_p^{\bullet} , 10^{10} , с	$\bar{\varphi}_B$, эВ	$\Delta\varphi$, эВ	\bar{n}	Δn	τ_p^{\bullet} , 10^{10} , с
Pt-GaAs	0.91	0.06	1.2	0.2	25.2	0.88	0.02	1.21	0.07	25.2
W-GaAs	0.65	0.01	1.3	0.2	28.9 -40	0.69	0.01	1.26	0.06	36.1 -40
Al-GaAs	0.56	0.03	1.9	0.4	19.4	0.59	-	2.5	0.35	20.7
Au-Pt-GaAs	0.92	0.07	1.2	0.13	24.3	0.86	0.08	1.5	0.2	25
Cr-Pt-GaAs	0.91	0.06	1.2	0.11	22.7	0.91	0.06	1.2	0.11	22.7
Au-Ti-GaAs	0.7	0.1	1.3	0.20	19.8	0.7	0.1	1.3	0.20	19.8
TiN-Ti-GaAs	0.72	0.09	1.3	0.14	19.8	0.73	0.08	1.3	0.14	22.4

Представленные в табл. 3 и 4 данные исследований ВАХ диодных структур, образованных металлами и сплавами с разной химической активностью по отношению к полупроводнику, позволяют заключить:

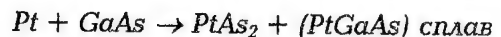
- независимо от типа металлизации кратковременные магнетронные обработки приводят к улучшению электрофизических параметров поверхностно-барьерных структур. Хотя степень этих изменений для разных параметров различная. Слабо изменяется величина барьера φ_B , несколько сильнее фактор неидеальности, приближаясь к теоретическому значению для идеального контакта. Более значительное влияние - на уменьшение эффективного времени жизни неосновных носителей τ_p и диффузионную длину L_p . Учитывая, что τ_p , как и спектры ФЛ, несет информацию об эффективности перестройки рекомбинационных центров, возрастание τ_p свидетельствует об геттерирующем действии СВЧ обработки, обуславливающей частичную аннигиляцию исходных структурных дефектов в приконтактных слоях полупроводника;

- увеличение мощности облучения (гиротронная обработка) либо не изменяет параметров диодов (по сравнению с необлученными), либо даже несколько их ухудшает (исключение - структура W-GaAs) при уменьшении диапазона статического разброса их параметров;

- изменения параметров диодов Шоттки, подвергнутых СВЧ облучению, полностью коррелируют с характером их изменений в структурах, подвергнутых γ -облучению (φ_B меняется незначительно; рост L_p , уменьшение n) и совершенно отлчно от термоотжигов.

Наблюдаемые изменения электрофизических параметров диодных структур являются следствием структурно-химической перестройки межфазных границ контактов металл-полупроводник при СВЧ облучении. Для выяснения особенностей межфазных взаимодействий был проведен сравнительный анализ Оже-профилей компонент гетеропар Me-GaAs, образованных металлами с разной химической активностью (Pt, Ti, Al) до и после СВЧ обработки. Как следует из приведенных исследований, СВЧ обработка приводит к структурно-химическим превращениям на межфазных границах (МФГ) Me-GaAs трех видов.

В случае границы Pt/GaAs (рис. 6) межфазные взаимодействия можно представить реакцией:



Причем наблюдаемое интенсивное образование значительного по толщине слоя арсенида платины за время облучения несколько сек не может быть понято, опираясь только на чисто термический фактор, связанный с нагревом гетероконтакта в СВЧ поле. Другой отличительной особенностью СВЧ обработки от термической является отсутствие послойного распределения продуктов реакции в контакте Pt/GaAs.

Для границы Al/GaAs (рис. 7), скорее всего имеет место реакция замещения:



хотя для ее интенсивного протекания необходима достаточно высокая (>725 К) температура, явно недостижимая при магнетронном облучении.

Исходя из вышесказанного, по-видимому, необходимо учитывать и другие не термические факторы, усиливающие межфазные взаимодействия. В случае гиротронного облучения это - индуцированное электрическое поле в контакте, стимулирующее интердиффузию между его компонентами, а, следовательно, снимающее кинетические ограничения для протекания реакций.

На существенную роль перемешивания, вызванного СВЧ обработкой, в химической перестройке МФГ указывают данные, полученные на структурах Au (Ti/GaAs) (рис. 8). Обнаруженные изменения на профилях распределения компонент контакта можно связать с ростом оксидной фазы титана. Последнее становится понятным, если учесть, что рост окисла сопровождается усиленным проникновением атомов Au к границе раздела GaAs, которые, как известно, резко усиливает окислительные процессы. Учитывая высокую активность Ti по отношению к кислороду этот процесс будет сдвинут от полупроводника в сторону металла.

Интенсивное образование арсенидной для переходов Pt/GaAs и окисной для Ti/GaAs фаз, растворов замещения для Al/GaAs способствует переходу от сильно деструктурированных химически гетерогенных границ к более однородным и обеспечивает наблюдаемые изменения их электрофизических параметров.

в) Дискретные приборы (диоды, транзисторы)

В предыдущих разделах были рассмотрены некоторые первичные явления, возникающие при непосредственном воздействии мощного СВЧ излучения с полупроводниковыми материалами и тестовыми структурами металл-полупроводник. Они приводят к усилению межфазной диффузии и химического взаимодействия на межфазных границах, изменению процессов генерации-рекомбинации как в однофазных материалах, так и структурах на их основе, что в конечном счете может быть причиной деградации их электрофизических параметров. По-видимому, указанные физические эффекты могут иметь место и при взаимодействии мощного СВЧ поля с готовыми дискретными приборами. Исследования, выполненные на элементной базе диодов и транзисторов, показали, что воздействие мощного СВЧ излучения характеризуется тремя степенями работоспособности этих приборов: временные сбои функционирования, устойчивые изменения параметров и катастрофическая деградация.

Поскольку эффективность воздействия зависит как от параметров излучения (мощности, частоты, полосы частот и длительности), так и характеристик объекта (материала, геометрии корпусов и выводов, ориентации относительно вектора Е-поля), а также схмотехнических особенностей, анализ закономерностей отказов приборов и выявление информативных параметров, определяющих их работоспособность, представляют сложную задачу.

Особенностью воздействия СВЧ излучения малой длительности на дискретные приборы является доминирование полевого механизма деградации, имеющего пороговый характер. Проявление той или иной степени деградации имеет место лишь при превышении определенного уровня напряженности поля $E_{\text{п}}$. В табл. приведены пороговые уровни повреждения некоторых дискретных СВЧ приборов в

сравнении с энергетическими (тепловыми) порогами деградации W_{Π} . Полевой механизм приводит к множественности повреждений даже в течение одной экспозиции и зонному характеру распределения деградаций на поверхности сложных ИЭТ.

Таблица 5.

Тип ИЭТ	W_{Π} , Дж	E_{Π} , кВ/см	Характер нарушения функций	Особенности процесса деградации
Диоды	$(1-3) \cdot 10^{-7}$	$0,1 \div 3$	катастрофич. отказ	Пробой p-n-перехода
Транзисторы	$(1-2) \cdot 10^{-5}$	$1 - 5$	катастрофич. отказ	Пробой, оплавление, пережоги металлизации. Локализация повреждений в периферической приконтактной области

Аналогично были определены E_{Π} и W_{Π} для других типов дискретных приборов и интегральных схем [1].

Совершенно очевидно, что информативные параметры E_{Π} и W_{Π} носят макроскопический характер и не требуют знания внутренней структуры объекта. Для микропроцессов, протекающих в материалах и гетероструктурах при их СВЧ облучении, полевые и энергетические пороговые параметры до настоящего времени не установлены.

III. Заключение.

На основании выполненных исследований можно сделать вывод о перспективности использования СВЧ воздействий для технологических целей микроэлектроники. Подвергая действию СВЧ излучения пластины и эпитаксиальные слои арсенида галлия, твердые растворы на основе $Cd_xHg_{1-x}Te$, мы обнаружили изменения примесно-дефектного состава этих материалов, уровня внутренних механических напряжений, повышение устойчивости электрофизических параметров по отношению к пластической деформации.

Не менее обнадеживающими являются результаты серии экспериментов по влиянию СВЧ обработки на свойства пространственно -неоднородных структур на основе металл- A^3B^5 . Оказалось, что можно, варьируя режим обработки, уменьшить обратные и избыточные прямые токи, разброс электрофизических параметров поверхностно-барьерных структур. Были обнаружены геттерирующее действие СВЧ обработок и как следствие - возрастание времени жизни и диффузионной длины неосновных носителей заряда, изменения уровня упругих напряжений в гетеросистеме.

Таким образом, можно ожидать, что при надлежащем выборе режимов облучения можно решать такие технологические задачи, как гомогенизация свойств и устранение нежелательных дефектов в полупроводниковых материалах, улучшение параметров приборных структур.

Для практической реализации столь многообещающих перспектив необходимо прежде всего изучать микромеханизмы взаимодействия мощного СВЧ излучения с полупроводниками и приборными структурами, которые до настоящего времени еще не поняты.

Представленные результаты свидетельствуют, что СВЧ воздействие не адекватно термическому отжигу. Опираясь на выполненные исследования, в качестве альтернативных причин изменения характеристик материалов и гетероструктур можно предложить электродинамический процесс, обусловленный отклонением при облучении электронной подсистемы полупроводника от термодинамического равновесия; возникновение нестационарных градиентов упругих напряжений. Учитывая возможность реализации коллективных взаимодействий (в областях скопления дефектов) в полях упругих напряжений, в этом случае значительно сни-

жается барьер для аннигиляции дефектов или перестройки комплексов дефектов, что существенно для СВЧ воздействий, характеризующихся малыми значениями энергии квантов электромагнитного излучения.

IV. Список литературы.

1. С.Б.Блудов, Н.П.Гадецкий, К.А.Кравцов и др. Физика плазмы, 1994, т.20, №7-8, с. 712-717.
2. А.Н.Бригидин, Н.А.Титович, В.М.Кириллов, Ю.П.Югов, Н.И.Листопад, Г.И.Ясюля. ЭТ. Сер. Управление качеством, стандартизация, метрология, испытания, 1992, вып. 1(148), с. 3-13.
3. А.Ржанов, Н.Н. Герасименко, С.В.Васильев, В.И.Ободников. Письма в ЖТФ, 1981, т.7, вып. 20, с.1221-1223.
4. В.И.Гавриленко, А.М.Грегов, Д.В.Корбутяк, В.Г.Литовченко. Оптические свойства полупроводников. К.: Наукова думка, 1987, 607 с.
5. Т.Рисбаев, И.М.Фишман, Ю.Г.Шрепер. ФТП, 1972, №6, в. 10, с.2003-2005.
6. Е.В.Винник, В.И.Гурошев, А.В.Прохорович, М.В.Шевелев. Оптоэлектроника и полупроводниковая техника, 1985, в. 15, с. 48-50.
7. Д.Е.Абдурахимов, В.Л.Верещагин, В.П.Калинушкин, В.А.Никишин, М.Г.Пл, М.Д.Райзер. Краткое сообщение по физике, 1991, №6, с.27-29.
8. В.И.Пашков, В.А.Перовошиков, В.Д.Скундов. Письма в ЖТФ, 1994, т.20, в.8, с.14-17.
9. П.И.Баранский, А.Е.Беляев, О.П.Городничий, С.М.Комиренко. ФТП, 1990, 24, №1, с.121-125.

EFFECT OF MICROWAVE RADIATION ON THE STRUCTURAL, PHYSICO-CHEMICAL AND ELECTROPHYSICAL PROPERTIES OF A NUMBER OF SEMICONDUCTOR MATERIALS AND DEVICE STRUCTURES

Belayev A.E., Belayev A.A., Venger E.F., Ermolovich I.B., Komirenko S.M., Konakova R.V., Lyapin V.G., Milenin V.V., Prokopenko I.V., Svechnikov S.V., Soloviev E.A., Tkhorik Yu.A.

Institute of Semiconductor Physics, NAS of Ukraine

Kiev, Ukraine

fax (380044) 265 83 42

Magda I.I.

NSC "Kharkov Institute of Physics and Technology", Kharkov, Ukraine

Shevelev M.V.

E.O. Paton Electric Welding Institute, NAS of Ukraine, Kiev

We have investigated the effect of microwave radiation of cm and mm wavelength ranges on the properties of both various semiconductor materials (GaAs, GaP, InP, CdS, Cd_xHg_{1-x}Te) and surface barrier metal (Al, Pt, Cr, Mo, W, Mo_xSi_{1-x}, W_xSi_{1-x}, TiN)-GaAs structures, as well as of the produced diodes and transistors on the base of Si and GaAs. A comparison with other treatments influence (heat annealing, γ -irradiation) enabled us to make some suggestions concerning with possible mechanisms of the interaction between the microwave radiation and the objects studied.

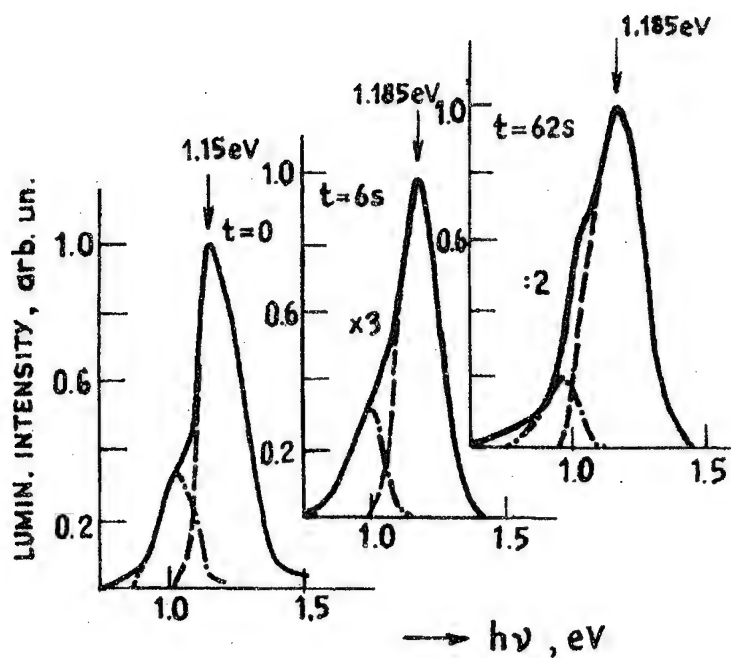


Рис. 1. Фотолюминесцентные спектры n-GaAs:Sn подвергнутого магнетронному облучению 100 Вт/см².

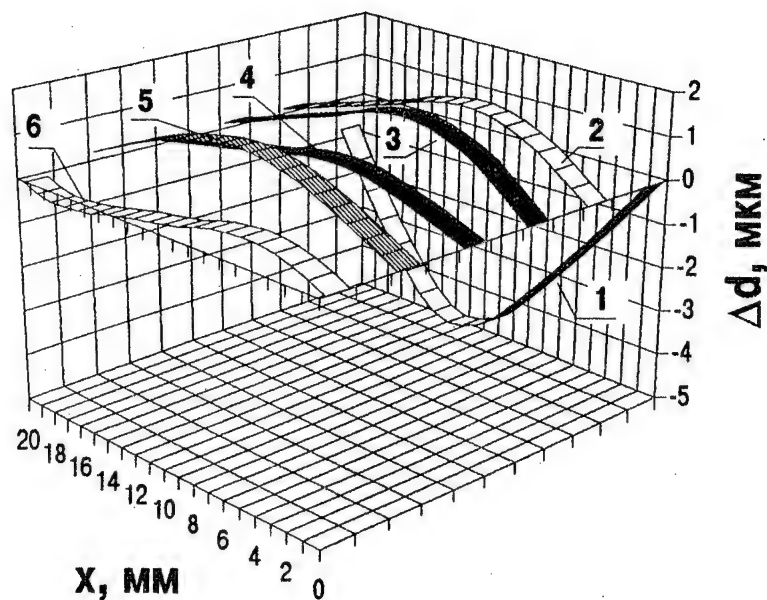


Рис. 2. Изменение радиуса кривизны пластины (100) GaAs:Sn вдоль ее диаметра до и после магнетронного облучения 100 Вт/см^2 и последующего хранения: 1 - исх.; 2 - облучение 20 сек; 3 - через 1 день; 4 - через 9 дней; 5 - через 18 дней; 6 - через 30 дней.

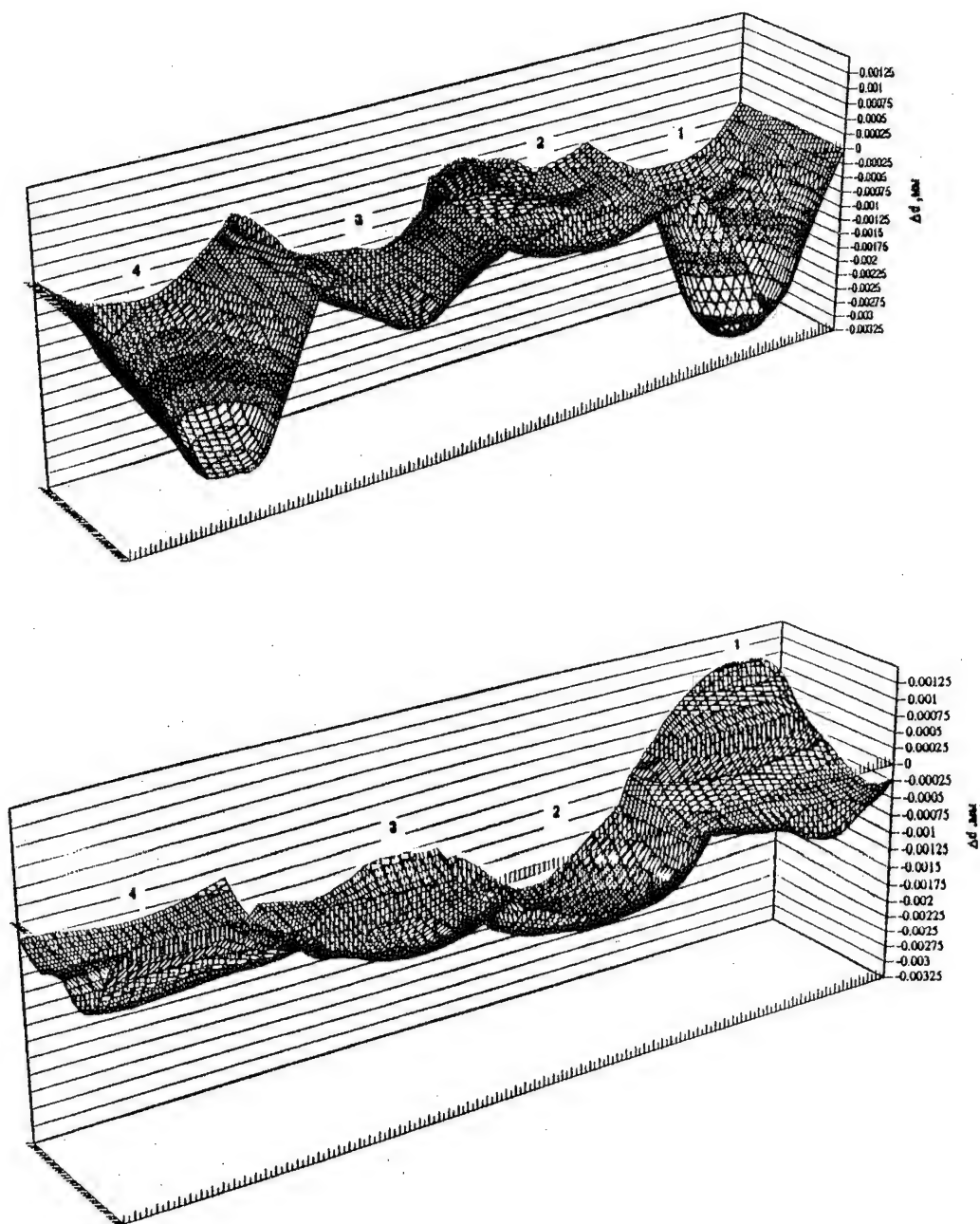


Рис. 3. Изменение профиля кривизны поверхности (100) GaAs ($n = 3 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$, $N_g = 10^4 \text{ см}^{-2}$, $d = 300 \text{ мкм}$) до и после магнетронного облучения (100 Вт/см^2) (1 - исх., 2 - обл. 5 сек, 3 - релак., 4 - обл. 5 сек).

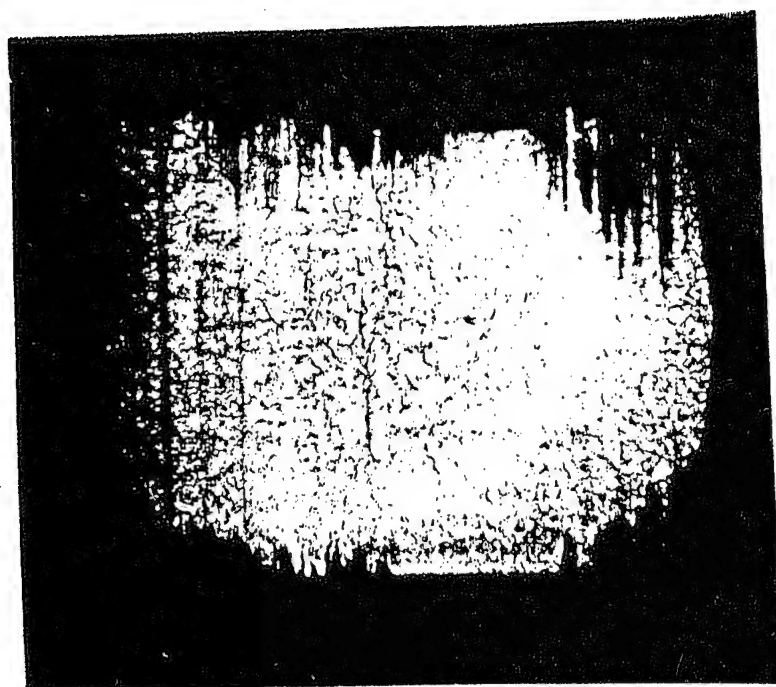
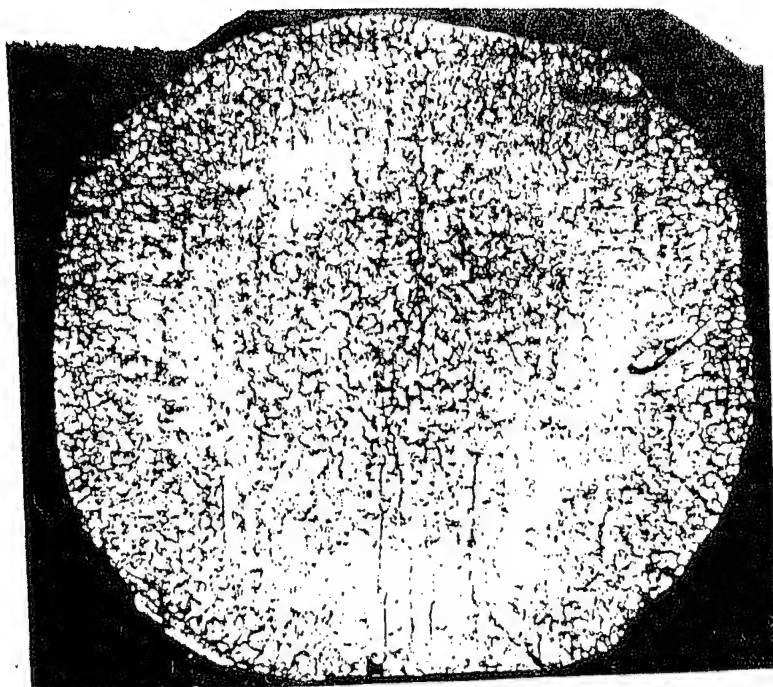


Рис. 4. Рентгеновские топограммы исходных и подвергнутых СВЧ облучению образцов с параметрами указанными на рис. 3.

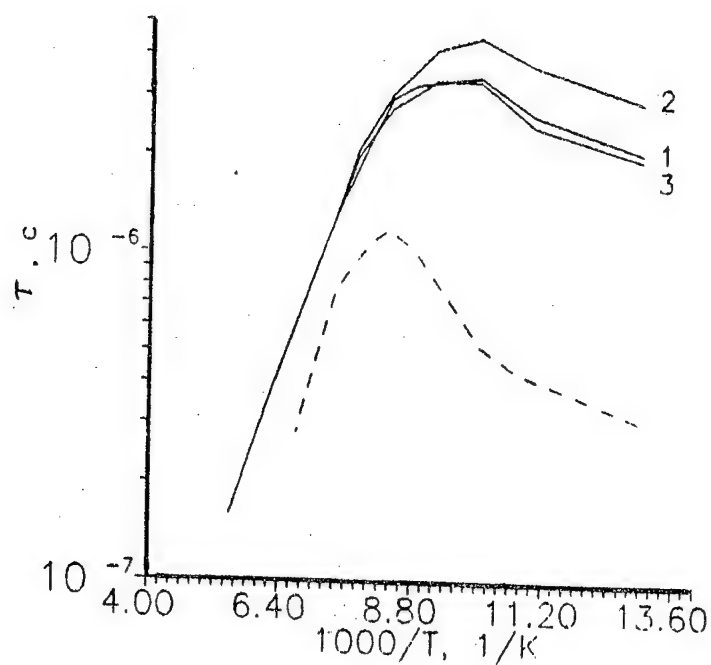


Рис. 5. Температурная зависимость τ образцов $\text{Cd}_{0.2}\text{Hg}_{0.8}\text{Te}$: 1 - исх.; 2 - подвергнутых СВЧ обработке; 3 - через 18 сут. после СВЧ обработки и индентирования. Пунктир - индентированные при нагрузке 10 Г и плотностью индентирования 10^4 см^{-2} .

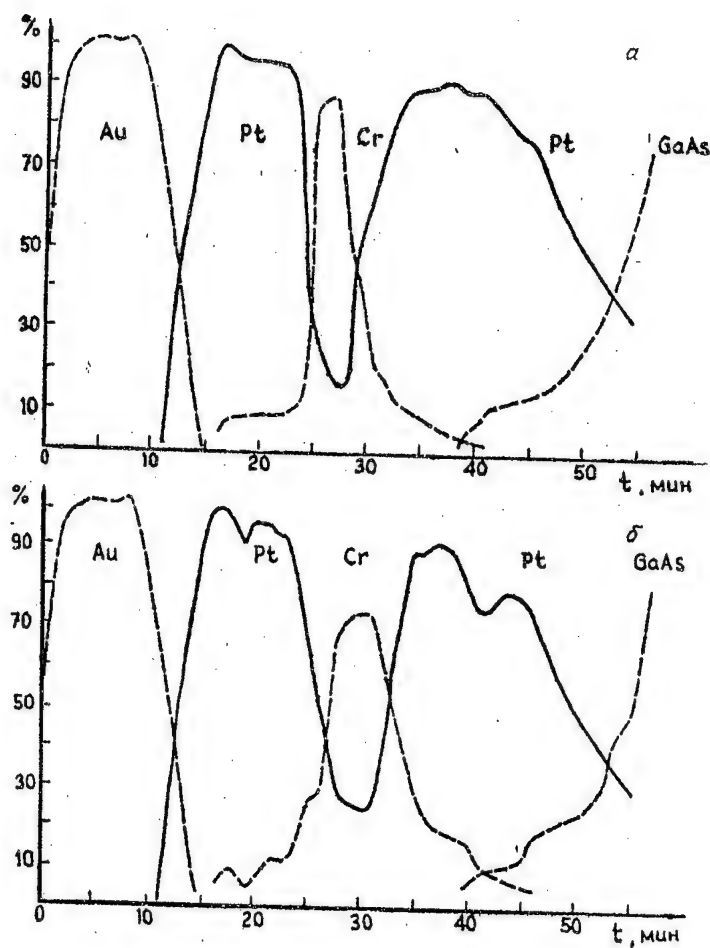


Рис. 6. Профили распределения элементов структуры металл- GaAs, измеренные при ее послойном распылении до (а) и после gyro- тронного облучения 10 кВт/см^2 .

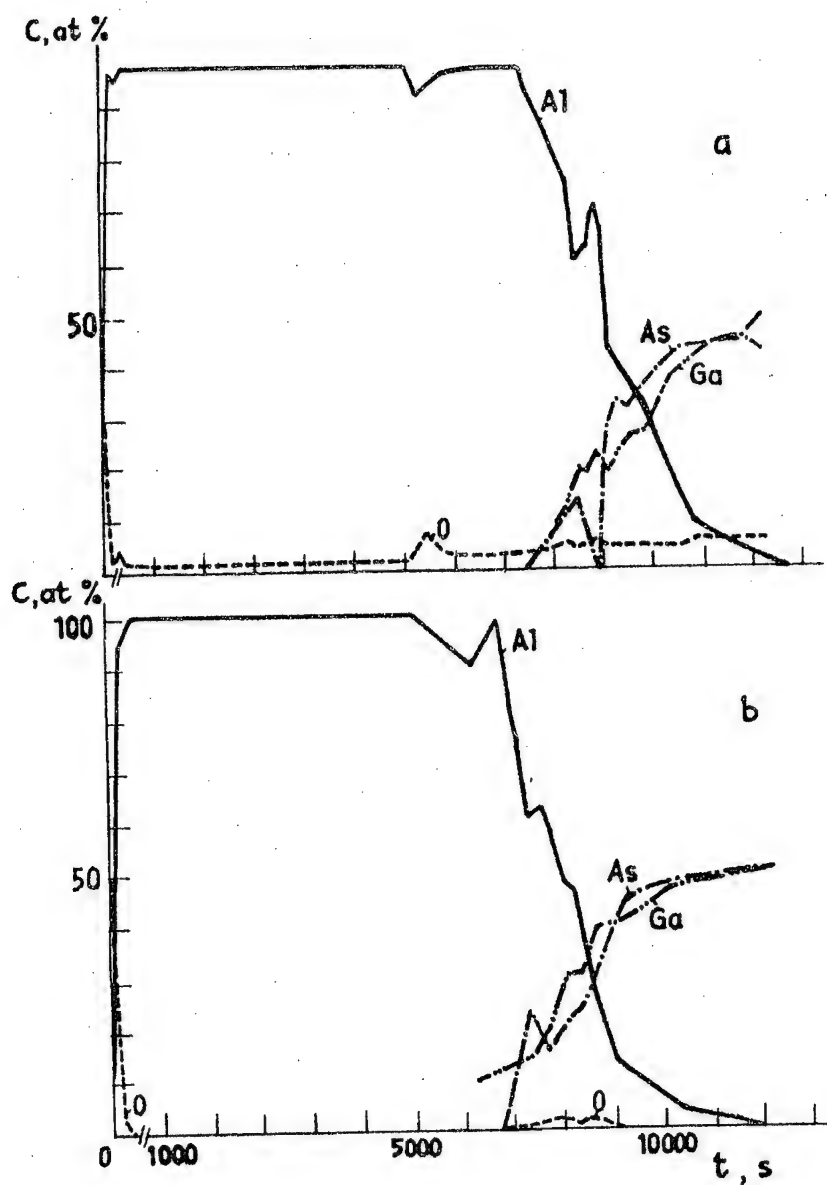


Рис. 7. Концентрационные профили компонент гетеропары Al-GaAs до (а), после (б) магнетронного облучения (100 Вт/см^2 , 1 мин). t - время ионного травления.

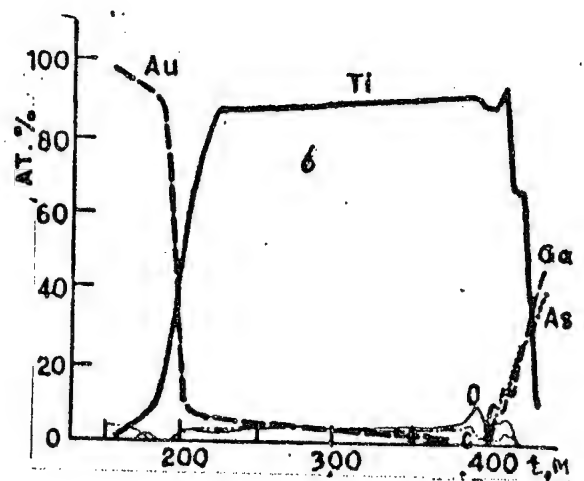
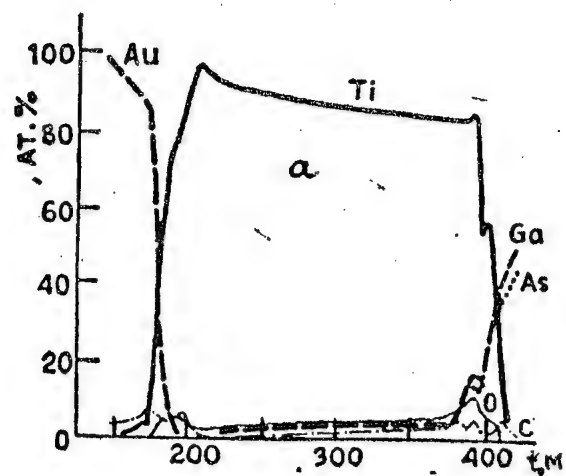


Рис. 8. Профили распределения компонент контакта Au-Ti-GaAs до (а) и после (б) гиротронной обработки (5 кВт/см^2 , 5 сек).

Материалы
**Военно-исторической
сессии**

Proceedings of

**Military-Historical
Session**

**ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ.
ПОЯВЛЕНИЕ И ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ**

В.И. Володин, Д.В. Меркулов.....93
COMPUTERS ON THE BLACK SEA NAVY. ADVENT AND DEVELOPMENT
V.I. Volodin, D.V. Merkulov

**О СИСТЕМНОЙ ОРГАНИЗАЦИИ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ А.С. ПОПОВА
В ПРОЦЕССЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ ИМ РАДИОТЕЛЕГРАФА**

Е.А. Федотов.....96
ABOUT SYSTEMATIC AND ORGANIZED A.S. POPOV'S ACTIVITY
IN THE DEAL OF RADIOTELEGRAPH INVENTION
Ye.A. Fedotov

О РАННИХ ОПЫТАХ Г. МАРКОНИ В ИТАЛИИ И АНГЛИИ

Е.А. Федотов.....100
ABOUT EARLY MARCONI'S EXPERIMENTS IN ITALY AND ENGLAND
Ye.A. Fedotov

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА НА ЧЕРНОМОРСКОМ ФЛОТЕ. ПОЯВЛЕНИЕ И ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ

В.И. Володин, Д.В. Меркулов
Черноморский флот РФ, Севастополь

Аннотация - Доклад посвящен некоторым малоизвестным страницам из истории появления на Черноморском флоте электронно-вычислительных машин, начиная с 1961 г. Сделана попытка сравнить в хронологии усилия США и НАТО по созданию автоматизированных систем своих Вооруженных Сил с аналогичной работой отечественных ученых в Советском Союзе. Приведены некоторые факты из практической деятельности информационно-вычислительного центра Черноморского флота, являющиеся скромным вкладом вычислителей-черноморцев в 300-летнюю историю Российского военного флота.

I. Предыстория создания ВЦ и АСУ в США и в ВС их союзников по НАТО

Рассматривая вопросы внедрения новейших образцов техники, вооружений, технологий на кораблях и в частях Черноморского флота в год празднования 300-летия Российского флота, которому посвящено и проведение 6-й Крымской конференции по СВЧ-технике и телекоммуникационным технологиям, мы посчитали необходимым сделать небольшой экскурс в историю появления и внедрения вычислительной техники и автоматизированных систем на ее базе на ЧФ в разные годы, начиная с 60-х.

Интерес обусловлен прежде всего тем обстоятельством, что электронно-вычислительная техника (ЭВТ) и различные АСУ в конце XX века прочно заняли верхние строчки в наиболее приоритетных технических проектах и программах развитых государств мирового сообщества и их Вооруженных Сил.

Необходимо отдать должное специалистам США, а также некоторых стран Запада: Германии, Франции, которые были первыми в разработках вычислительных средств и элементной базы для нее. Мы имеем в виду создание транзисторов, триггеров, интегральных схем и, наконец, полупроводниковых технологий, позволивших сделать революцию не только в радиоэлектронике, но и во многих видах деятельности человечества в XX веке.

Отметим и то обстоятельство, что внедрение ЭВТ и АСУ в войска в странах НАТО и в Советском Союзе шло практически в одинаковой последовательности и в одно и то же время на рубеже 50-х и 70-х годов. Технологический отрыв западных технологий произошел позднее...

Итак, 1953 год... Научная группа столичного университета имени Д. Вашингтона (США) получила в свое распоряжение электронно-вычислительную машину первого (как мы его теперь классифицируем) поколения "Лоджистик-компьютер". Цель: исследовательские работы по созданию автоматизированного учета всего многообразия поставок военной техники Пентагону. Но это стало возможным только после того, как в 1951 году правительство США приняло решение о создании системы единой классификации и кодирования в области промышленного производства военной техники. В 1959 году в этих целях, на базе проведенных работ по созданию единых классификаторов в военно-морских силах США был открыт информационно-вычислительный центр, оснащенный ЭВМ IBM-650 и IBM-705, целью создания которого было объединение отдельных ВЦ в единую систему для автоматизированных расчетов и обработки данных. Но для этих задач техническая база ЭВМ I-го поколения оказалась непригодной. Назрела необходимость мощного толчка для масштабного финансирования и концентрации научного потенциала. Это и было сделано в 1961 году, когда Конгресс США утвердил программу создания глобальной системы оперативного управления (ГСОУ) для Высшего руководства, Правительства, Вооруженных Сил и органов разведки. Именно эти решения привели через 10-15 лет к мощному технологическому прорыву в области создания миниатюрных, портативных и настольных персональных ЭВМ и программного обеспечения созданных на их базе информационных сетей - прародителей нынешней ИНТЕРНЕТ, объединяющей сегодня около 100 млн. пользователей во всем мире.

Но это случится только через 30 лет, а тогда задача создания ГСОУ на базе ЭВМ II-го и даже III-го поколения полупроводниковых ЭВМ типа ЮНИВАК-1050, ЮНИВАК-1107, ФИЛКО-2000, IBM-360, СИМЕНС-4004 была выполнена к началу 70-х годов.

Этот экскурс в прошлое был необходим для того, чтобы сравнить и оценить ту огромную работу, которая делалась в нашей стране и в ее Военно-Морском флоте для достижения, в целом, таких же задач.

II. Создание вычислительных центров и систем управления в Военно-Морском Флоте на примерах Черноморского флота

Чтобы понять и оценить усилия отечественных разработчиков ЭВТ и систем, построенных на базе или с использованием ЭВМ, попытаемся перенестись в середину 50-х, начало 60-х годов, которые в некоторых исторических изданиях характеризовались полярными характеристиками: "Пик холодной войны" и наоборот - "Хрущевская оттепель"... И то и другое верно лишь отчасти.

Оттепель в политике так и не наступила, уступив место Карибскому кризису в 1959-61 г.г., арабо-израильским войнам 60-х, абсолютным рекордам по числу ядерных испытаний и запускам космических аппаратов различного предназначения.

Соревновательный дух холодной войны не обошел стороной и предмет доклада.

Обратим внимание: практически одновременно с США Советский Союз, начиная с 1956 года, а Военно-Морской Флот - 1959 года, начал создавать свои вычислительные центры на базе ЭВМ первого поколения типа "УРАЛ", однотипных с IBM-704, 702. Только у нас внедрение этих сразу же было увязано с задачами повышения оперативности в системе управления, а задачи материального учета остались как бы на втором плане.

Отладка программ и доработка ЭВМ производилась на стендах НИИ ВМФ в Ленинграде, а разработчики из Москвы, Минска, Ульяновска, чуть позже - из Еревана, Киева, Казани постоянно, что называется "по-горячему", вносили изменения и доработки, увеличивали производительность, быстродействие и надежность непрерывной работы своих ЭВМ.

В мае 1961 года на Черноморском флоте создается первая вычислительная группа, в состав которой были включены специалисты и радиоэлектронного направления. Эти фамилии мы помним: Н. Шарапов, В. Шилов, В. Кривцов, Метелкин, В. Рогов, А. Кулюкин, Ю. Гурин, М. Лаптев, А. Вронский. В Петродворце черноморцам довелось участвовать в историческом событии: освоить ЭВМ "УРАЛ-1", затем демонтировать ее со стенда, упаковать и отправить в Севастополь для монтажа в штабе флота.

И сегодня некоторые из участников этих событий проживают в Севастополе и по праву называют себя "космонавтами в вычислительном деле". Ведь тогда это была первая ЭВМ не только на флоте, но и в Севастополе! Наши вузы еще не начали подготовку специалистов по эксплуатации ЭВМ и программного обеспечения, и тяжелая ноша первопроходцев вместе с ироническими улыбками и открытым недоброжелательством со стороны некоторых управленцев не могла не сказаться впоследствии на судьбах некоторых из них.

Говорить о надежности этой ЭВМ не приходилось. Максимум работы - 4 часа, затем шли перегревы ламп, сбои, и останов вычислительного процесса. Особенно тяжело это происходило в жаркие месяцы севастопольского лета. "Ловить" рабочие паузы операторам приходилось часами. Но здесь же рождались и ценные предложения, которые вошли в качестве доработок в последующие модели ЭВМ.

Ранее мы упоминали о концентрации усилий в США для создания ГСОУ. Такие же решения, хотя и несколько позже, были приняты и в Советском Союзе. Экономика СССР позволяла тогда делать шаги практически любой сложности, и благодаря кооперации почти сотни НИИ, КБ, заводов и предприятий удалось в начале 70-х годов выполнить работы по созданию аналога ГСОУ в ВС Советского Союза. Отставание СССР от США практически соответствовало отставанию в принятии соответствующего правительственного решения.

Тем не менее, в 1965-67 г.г. все ИВЦ флотов, в том числе ИВЦ Черноморского флота, уже переводились на технику второго поколения. Надо отдать должное ульяновцам, которые в конкурентной борьбе победили других соперников и получили Госзаказ на поставку для Вооруженных Сил ЭВМ БЭСМ-4, а затем и БЭСМ-4М, 4-МС. Последние предназначались уже для работы с абонентами в системе и обеспечивали круглосуточный режим функционирования. Недостатком была необходимость существенного расширения штата обслуживания и старая проблема "холода".

Новая техника привнесла с собой и новую организацию в ее использовании и применении. Вычислительные группы с 1966 года были переформированы в вычислительные центры, а на командных пунктах с начала 70-х годов появляются посты АСУ (или автоматизированного сбора, обработки формализованной информации - СОФРИ). Подчинение ИВЦ Командному пункту позволило в первую очередь обработать практические вопросы повседневного обеспечения расчетами оперативную службу и некоторых процессов боевого управления.

Быстрая, объективная и точная оценка создаваемых корабельных группировок разнородных сил, сравнительных характеристик противника способствовали росту авторитета ИВЦ и степени доверия к выдаваемым расчетам. Особенно запомнился 1968 год, когда совместная эскадра ЧФ с флотами НРБ, СРР действовала на учениях в западной части Черного моря, и потребовалось решение, основанное на расчетах. Штаб ЧФ направил в море телеграмму с результатами, полученными из ИВЦ. Эти результаты отличались от тех, которые были сделаны участниками учений в море. Повторный запрос в штаб ЧФ и в Москву подтвердил правоту вычислителей флота, за что они были в первый раз удостоены благодарности руководителя практических учений адмирала Харламова. Такие же благодарности, но уже от руководства штаба Варшавского Договора получал флот и ИВЦ в 1969 году из Средиземного моря, а затем в 1972 году в период арабо-израильского кризиса.

Ветераны центра особенно благодарны адмиралам-черноморцам Смирнову Николаю Ивановичу и Бобину Ивану Федоровичу, которые первые доверили вычислителям сложнейшие расчеты и затем активно способствовали внедрению вычислительной техники в деятельность управлений и служб ЧФ.

Позже вычислительный центр внедряет на флоте расчеты по пролету разведывательных искусственных спутников Земли, расчеты позиций судов гражданских ведомств, отображение графических карт, специальные формализованные сводки и донесения, ряд задач по боевому применению сил. Этому способствовало в немалой степени формирование специальной группы офицеров для исследования операций. Следует подчеркнуть, что 70-е годы на флоте были отмечены бурным ростом создаваемых и внедренных задач программного обеспечения.

На кораблях и подводных лодках устанавливается специальная аппаратура автоматизированного приема-передачи коротких формализованных сигналов боевого управления в сверхбыстродействующих и других радиосетях.

Вычислительный центр флота становится кузницей кадров для рождающихся центров у наших коллег-морзаводцев, в приборостроительном институте, в севастопольских военных училищах, а позже и на "Муссоне". Практически во всех ИВЦ региона работали и работают "выпускники" флотского центра.

80-е годы... На флоте происходит очередная смена поколений ЭВМ. Единая серия вычислительных машин, изготавливаемая по единой концепции стран Варшавского Договора, существенно расширила возможности общесистемного обеспечения, позволила обеспечить надежное функционирование вычислительной сети Военно-Морского Флота, одним из звеньев которого является Черноморский Флот.

С внедрением персональных IBM-совместимых компьютеров появились новые возможности для оперативных расчетов. Далеко не все сегодня знают, что в середине 80-х годов ЧФ и флот Болгарии, имея самое тесное сотрудничество на море, заключили между собой договор о создании единой компьютерной сети своих командных пунктов. Базовой ПЭВМ был выбран болгарский "ПРАВЕЦ-16" с цветным монитором, а закрытие информации производилось нашей спецаппаратурой. Передача информации шла по подводной кабельной магистрали Севастополь-Варна.

В 1988 году ЧФ провел по плану ГШ ВМФ сборы офицеров автоматизаторов стран Варшавского Договора. Были определены новые рубежи сотрудничества.

Широкое повсеместное применение вычислительной техники логически привело к созданию на флотах и ЧФ своей специально защищенной информационной сети, а электронная почта стала привычным инструментом оперативной службы штаба.

Как и ВС США, вычислительные центры нашего ВМФ не отказались от применения больших ЭВМ, т.к. несомненно, на их очевидные недостатки по затратам на эксплуатацию, они имеют и ряд специфических преимуществ, необходимых для военного применения. На их основе формируются комбинированные сети с ближними и удаленными абонентскими комплексами типа "СЕГМЕНТ-БУТ", через специальные устройства к ЕС ЭВМ подключаются персональные компьютеры типа IBM-286, 386, 486.

Содружество флотских специалистов с рядом НИИ в Ленинграде, Москве, Киеве, Казани и др. значительно расширили возможности ИВЦ флота. Надо отметить, что и сегодняшние флотские будни не проходят без общения с нашими коллегами из Москвы и Санкт-Петербурга.

III. Заключение

Жизнь ИВЦ Краснознаменного Черноморского флота сегодня продолжается вместе с флотом, разделяя и переживая его трудовую судьбу в год 300-летия Российского флота.

Этот краткий экскурс в историю одной из недавно совершенно закрытых страниц ставил своей целью не приоткрытие неких "тайн". Задача другая. Показать, что прогресс в военном деле невозможен без прогресса в науке, создания передовых технологий и проведения фундаментальных исследований, без финансирования которых не наступит "благополучное завтра" для любого общества. Так было и так будет всегда, и в этом у нас с вами полное взаимопонимание.

Благодарю за внимание и выражаю свою признательность за желание посвятить работу вашей конференции 300-летию Российского флота, с которым, мы не сомневаемся в этом, у многих из участников в своей жизни были и рабочие встречи, и совместная работа.

IV. Список литературы

- [1] Баранюк В., Воробьев В. "АСУ управления штабов и военных учреждений". - Воениздат, 1974.
- [2] Сяо Д., Керр Д., Медник С. "Защита ЭВМ". - Мир, 1982.
- [3] "Электроника. Прошлое, настоящее, будущее", пер. с англ. - Мир, 1980.
- [4] Грубов В. "Справочник по ЭВМ". - Наукова думка, 1989.

COMPUTERS ON THE BLACK SEA NAVY. ADVENT AND DEVELOPMENT

Volodin V.I., Merkulov D.V.
Black Sea Fleet of Russia, Sevastopol

This paper is dedicated to some of facts from the history of computers appearance on the Black Sea Fleet. The attempt to compare the chronologies of the USA and NATO efforts to create the automated systems for their Army, with the similar work of scientists of the former Soviet Union, has been made. Some facts from the practical activity of information-computational center of the Black Sea Fleet have been presented.

О СИСТЕМНОЙ ОРГАНИЗАЦИИ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ А.С. ПОПОВА В ПРОЦЕССЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ ИМ РАДИОТЕЛЕГРАФА

Е.А. Федотов

Совет ветеранов Черноморского флота, Севастополь

Аннотация - На основе существующих исторических документов представлена цельная концепция последовательной деятельности А.С. Попова по созданию и применению приемного прибора для беспроводной сигнализации и телеграфирования с использованием электрических лучей Герца. Рассматриваются вопросы, связанные с защитой приоритета А.С. Попова в изобретении радиосвязи.

I. Введение

После опубликования работ Герца в 1888 г. об открытии электромагнитных волн для мира ученых появилась еще одна возможность решить проблему беспроводной связи на расстоянии.

II. О необходимости прибора, "замечающего" электромагнитные волны

А.С. Попов, преподаватель Минных офицерских классов в Кронштадте, в первый же год знакомства с работами Герца в 1889 г. подготовил цикл лекций по пропаганде открытия Герца и компактные приборы для демонстрации его опытов.

На первой же такой лекции в Кронштадтском морском собрании на тему "Новейшие исследования в соотношениях между световыми и электрическими явлениями", по свидетельству бывшего тогда его ассистентом Н.Н. Георгиевского, А.С. Попов в заключение выразил сожаление, что "человеческий организм не имеет еще такого органа чувств, который замечал бы электромагнитные волны в эфире, и если бы изобрести такой прибор, который заменил бы нам электромагнитные чувства, то его можно было бы применять к передаче сигналов на расстоянии" [1, с.48].

С этих слов начинается еще не очень определенное желание "изобрести прибор, замечающий волны Герца", и такая же предположительная цель на перспективу его применения к передаче сигналов на расстоянии.

В процессе лекционной пропаганды это пожелание постепенно сформировалось в задачу изобрести такой прибор. После многих попыток разными способами создать такое устройство А.С. Попов сконструировал радиометр, который продемонстрировал на заседании физического отделения Русского физико-химического общества (РФХО) в 1893 г. [2, с.40]. Но технически этот прибор его не удовлетворял.

С появлением сообщений О. Лоджа А.С. Попов занялся повторением его опытов и усовершенствованием когерера, который не обладал постоянством чувствительности. Попов изменил контакты трубки, увеличив поверхность их соприкосновения с порошком, затем из массы металлических порошков выбрал наиболее активно реагирующий на воздействие электромагнитной волны - порошок "железа пульвератум", изменявший при этом свое сопротивление в 10-100 раз.

Но самой главной задачей стало стремление А.С. Попова создать такую комбинацию, чтобы после воздействия электромагнитной волны сцепленный порошок в трубке-детекторе разрушался немедленно автоматически [3].

Поставленный в начале опытов в цепь когерера гальванометр, стрелкой ударявший по когереру, был заменен на телеграфное реле, в цепь которого включен электрический звонок, своим якорьком ударявший по чашечке звонка, а на возвратном движении - по когереру. Такая схема сотрясателя была создана в течение нескольких часов [4, с.249] и оказалась единственно возможным способом детектирования искрового электромагнитного сигнала и таким образом стала изобретением первого в мире радиоприемника.

25 апреля 1895 г. А.С. Попов впервые демонстрировал свой изобретенный прибор для обнаружения и регистрирования электрических колебаний на лекции в физическом отделении Петербургского университета. А.С. Попов понимал, что он уже создал прибор, "замечающий" волны Герца, и тем выполнил сказанное 6 лет назад пожелание. Теперь предстояло выполнить вторую часть пожелания - применить прибор для сигнализации без проводов. К выполнению этой задачи Попов приступил немедленно. Уже в конце своего доклада при первой демонстрации прибора он четко заявил о своей надежде, что "мой прибор при дальнейшем усовершенствовании его может быть применен к передаче сигналов на расстоянии при помощи быстрых электрических колебаний ..." [1, с.50].

А присутствовавшему на этом докладе корреспонденту газеты "Кронштадтский вестник" А.С. Попов более глубоко и научно обосновал свою задачу достижения сигнализации без проводов: "Поводом ко всем этим опытам (с волнами Герца) служит практическая возможность сигнализации на расстоянии без проводников наподобие оптического телеграфа, но при помощи электрических лучей" [5, с.124]. Здесь видится несомненное продолжение и развитие цели, проявляющейся из использования соотношения между световыми и электрическими явлениями. А теоретическое утверждение о

возможности сигнализации электрическими лучами наподобие оптического телеграфа превратилось теперь в очередную задачу доказать эту возможность практически. И поиск этого доказательства стал главной задачей.

Таким образом, после создания А.С. Поповым приемного прибора перед ним сразу и практически одновременно выявились три задачи на пути к цели.

Первая - испытать прибор. К этому Попов приступил немедленно. Через несколько дней после первой демонстрации прибора Попов сделал еще один доклад о приборе на объединенном собрании метеорологов, где было принято решение поставить прибор на длительные испытания на метеообсерватории. Второй комплект приемного прибора, смонтированный Поповым в метеоприбор Ришара с электромагнитным самопишущим пером, был поставлен в июле 1895 г. на метеообсерватории Лесного института на запись грозových явлений в атмосфере, излучающих, как оказалось, электромагнитные волны. О результатах этих и других испытаний и об этапах создания прибора А.С. Попов написал в декабре 1895 г. статью, опубликованную в январском номере 1896 г. "Журнала РФХО" [3, с.16]. Этой статьей завершился первый этап деятельности А.С. Попова в создании беспроводной сигнализации.

Вторая задача - доказать возможность сигнализации электрическими лучами Герца, была вызвана состоянием дел и мнений в среде научной общественности того времени. Работы исследователей Т. Эдисона в Америке, В. Приса в Англии, И.И. Боргмана в России [5, с.122] по созданию беспроводного телеграфа на основе электромагнитной индукции, возбуждающей ток в параллельном проводнике, оказались безуспешными и не привели к получению необходимой дальности телеграфирования. Свойства только что открытых лучей Герца еще не были хорошо известны. В опытах Герца и других ученых их обнаружение не выходило за пределы десятков метров. Наряду с учеными, верившими в применение волн Герца для беспроводной связи, например, Круксом, многие ученые-физики не верили в возможность практического применения волн Герца [1, с.51]. Да и сам Герц не предвидел возможности применения их в технике [6, с.194]. Все это вынуждало А.С. Попова не столько убедиться самому, сколько убедить других в возможности применения волн Герца для беспроводной сигнализации. Для решения этой проблемы А.С. Попов нашел теоретическую опору в явлении соответственно одинаковых свойств электрических лучей и лучей оптических, проявляющихся в их способности к отражению, преломлению, поляризации, и в этом увидел возможность применить свой прибор для сигнализации и телеграфирования электрическими лучами, чтобы доказать практически подобие этого применения оптическому телеграфу.

Третья проблема возникла из того, что быстрые электрические колебания излучались управляемыми электрическими искрами, генератором Герца. Но какой помехой им будут природные электрические гроззовые разряды - молнии? Как они повлияют на успех или неуспех беспроводной искровой сигнализации?

Уяснение этих проблем осуществлялось в процессе лекционной деятельности А.С. Попова и испытания прибора на метеообсерватории.

III. Опыты сигнализации с помощью электрических лучей, подобных оптическим

Уже 19 января 1896 г., как результат этих опытов, А.С. Попов продемонстрировал усовершенствованный прибор для приема сигналов в процессе воспроизводства опытов Герца с электрическими лучами на лекции в Кронштадтском отделении технического общества. Приемный прибор переносился во все более отдаленные от генератора Герца комнаты [7, с.51, 52]. А.С. Попов обратил внимание, что прибор, находясь за перегородками стен, без перебоев и без искажений принимал сигналы и звонок прибора уверенно звучал, воспроизводя "заранее определенные сигналы" [7, с.51, 52]. И в этом явлении А.С. Попов нашел подтверждение возможности применения лучей Герца для сигнализации без проводов. Это впервые наблюдаемое явление безыскаженного прохождения сформированного сигнала через препятствие привело его к мысли о необходимости такого опыта по сигнализации на заключительном рассмотрении в Петербургском университете и что городские строения не будут препятствием для сигналов.

Такой решающий показ А.С. Попов подготовил и провел 12 марта 1896 г. на заседании физического отделения с целью не только продемонстрировать ученым и электротехникам Петербургского университета полное соответствие свойств электрических лучей лучам оптическим, открытое еще Герцем, но на основе их способности - в отличие от оптических - проходить через препятствие без искажения сигнала, без потери информации, как сказали бы сегодня - доказать пригодность электрических лучей к сигнализации и телеграфированию, наподобие оптических.

Но если в январе эту способность сохранять информацию подтверждали "заранее определенные сигналы", известные только тем, кто их определял, то в данном случае для убеждения в этой способности всех слушателей нужно было передать смысловое сообщение, правильность приема которого подтверждала бы для всех слушателей в аудитории неискажаемость сформированного сигнала при телеграфировании волнами Герца. Таким смысловым сообщением стали слова "Генрих Герц", а их безыскаженный прием 12 марта 1896 г. А.С. Поповым с применением его прибора на лекции в Петербургском университете стал практическим и несомненным подтверждением возможности телеграфирования без проводов.

Однако, в документах об этой лекции упоминания о передаче этих слов нет. Но есть исторические свидетельства.

А.С. Попов в своем докладе марта 1896 г. писал: "В марте (1896 г. - И.Б.) мной был продемонстрирован прибор для оптических опытов с электрическими лучами ..." [7, с.52] (здесь и далее подчеркнут Е.Ф.). Через три недели об этой лекции А.С. Попова профессор В.В. Скобельцин 2 апреля 1896 г. в электротехническом институте выступил с докладом, в конце которого сказал: " В заключение докладчик произвел опыт с вибратором Герца, который был поставлен в соседнем флигеле ... несмотря на значительное расстояние и каменные стены ... при всяком сигнале ... звонок прибора громко звучал" [7, с.53, 54]. Вывод из цитаты верный, но добавим - по наблюдениям В.В. Скобельцина в этом опыте для него было необычным и отмечено им - значительное расстояние и каменные стены, однако передаваемые "всякие", т.е. разные сигналы громко воспроизводились звонком.

В другом случае, как записано в протоколе экстренного 239-го (289-го) заседания физического отделения от 24 января 1906 г., посвященного памяти А.С. Попова, "О.Д. Волсон напомнил присутствующим об историческом заседании физического отделения, в котором А.С. Попов впервые демонстрировал телеграф без проводов ... Знаки передавались по алфавиту Морзе, ключ которого находился у председателя Ф.Ф. Петрушевского. После каждого полученного знака председатель отмечал на доске полученную букву ... на доске получились слова "Henrich Hertz" [8, с.24]. В этом воспоминании 1906 г. - прямое указание на беспроводное телеграфирование и уточнение, что "всякие сигналы" были знаками Морзе и составили слова "Генрих Герц".

Таким образом, из сообщений А.С. Попова и В.В. Скобельцина можно сделать вывод, что доклад А.С. Попова 12 марта 1896 г. состоял из двух разделов: демонстрации оптических свойств электрических лучей, как теоретического доказательства возможности телеграфирования электрическими лучами, наподобие оптического телеграфа, и второй части - демонстрации передачи смысловой телеграммы "Генрих Герц" знаками Морзе на значительное расстояние 250 метров через каменные стены - как практического доказательства возможности телеграфирования электрическими лучами Герца.

Исторический факт передачи слов "Генрих Герц" подтверждается, таким образом, логической необходимостью такого развития всех опытных работ А.С. Попова и ходом демонстрации им 12 марта 1896 г. своего прибора в доказательство его способности телеграфировать электрическими лучами, подобно оптическим. И, кроме того, опыт дал возможность показать и отличие этих лучей от оптических - свойство проходить через препятствие вне прямой видимости и без искажений передаваемой с ними смысловой информации.

Видимо, А.С. Попов обратил внимание слушателей на этот факт, подтверждающий возможность телеграфирования без проводов. Но этот факт противоречил известному мнению Герца о маловероятной пригодности открытых им электромагнитных волн в технике. В частности, к возможности применения их для сигнализации и телеграфирования без проводов Герц относился скептически [9, с.117]. Но теперь это мнение А.С. Попова доказательно уточнил и продемонстрировал практически сигнализацию и телеграфирование волнами Герца.

По сути, мартовские опыты А.С. Попова - это не повторение, а продолжение опытов Герца, которые явились, таким образом, существенным дополнением к результатам опытов великого исследователя. В этом хорошем смысле передача по беспроводному телеграфу первых слов "Генрих Герц" проявляет неоспоримое к нему уважение. Эта передача легко подтвердила возможность использования оптических свойств электрических лучей для телеграфирования и потому передача при этом смысловой телеграммы для большинства слушателей прошла как само собой разумеющееся подобие оптическому телеграфу.

Но чтобы доказать это, А.С. Попов длительное время, почти год испытывал прибор, и в процессе его многочисленных опытов искал подтверждение поставленной теоретической задачи. Предшествующие опыты по демонстрации оптических свойств электрических лучей и были подходом к этому мартовскому 1896 г. опыту, завершающему его теоретический поиск научного обоснования возможности телеграфирования волнами Герца. В этих действиях весь А.С. Попов с его строго научным подходом к своему целеустремленному поиску.

Демонстрацией прибора в марте 1896 г. А.С. Попов ровно через год закончил второй и главный этап - доказал практическую возможность телеграфирования электрическими лучами наподобие оптического телеграфа, а также доказал пригодность своего прибора апреля 1895 г. "к передаче сигналов на расстоянии", о чем тогда он выражал надежду [10, с.22]. Именно об этом мартовском событии 1896 г. А.С. Попов вскоре заявил, что "осуществление этой надежды не заставило себя долго ждать ... весной снова демонстрировал прибор в заседании РФХО в приложении к воспроизведению опытов Герца с электрическими лучами" [10, с.22], в заключение которых А.С. Попов продемонстрировал завершающее опыт доказательство - передачу смыслового сигнала на расстояние. Эта решающая мартовская лекция А.С. Попова явилась его отчетом перед узкой научной аудиторией о своих практических научных достижениях, свидетели которых тогда и впоследствии подтверждали факт передачи при этом словесной телеграммы "Генрих Герц". И в дальнейшем на своих лекциях А.С. Попов неоднократно демонстрировал и обращал внимание слушателей на безыскаженное прохождение телеграфных сигналов через препятствие на пути электрического луча как доказательство возможности телеграфирования без проводов.

Осенью 1896 г. и зимой 1897 г. появились первые короткие сообщения в газетах об опытах Г. Маркони в Англии по возбуждению и обнаружению электромагнитных волн и передаче сигналов [10, с.22]. Как первый ответ на эти сообщения в защиту своего приоритета А.С. Попов выступил 8 января 1897 г. в газете "Котлин" со статьей, которую впервые назвал "Телеграфирование без проводников" и указал, что подобные опыты с электромагнитными волнами он, А.С. Попов проводил своим прибором в

1895 г., и что "сигнализация электрическими волнами и сейчас возможна", и что "можно ожидать существенной пользы от применения этих явлений в морском деле" [6, с.196]. "Предполагая, что этот результат был достигнут на пути, намеченном мною, я снова обратился к опытам" [1, с.51].

Такое заявление А.С. Попова свидетельствует о том, что целью его во всех предыдущих опытах было и оставалось достижение установления сигнализации и телеграфирования без проводов, тем более, что возможность телеграфирования с применением прибора А.С. Попова была уже доказана. Теперь Попову предстояло перейти к следующему этапу опытов по практическому применению беспроводного телеграфирования "в морском деле".

IV. Этап решающих опытов по беспроводному телеграфированию на берегу и между кораблями флота

Третий этап состоял в переходе к опытам по применению прибора А.С. Попова "в связи с телеграфом Морзе" [10, с.23]. К марту 1897 г. Попов накопил опыт приема сигналов Морзе на телеграфный аппарат [8, с.26] и в марте этого года продемонстрировал такой опыт беспроводного телеграфирования своим прибором "в связи с телеграфом Морзе" на лекции в Кронштадтском морском собрании [7, с.55]. Затем передающие и приемные приборы были перенесены на суда Балтийского флота "Европа" и "Африка". Летом 1897 г., а также в 1898 г. достигнута телеграфная связь с применением прибора А.С. Попова и записью принятых сигналов на ленту телеграфного аппарата Морзе на дальностях в 3 мили между кораблями (5,5 км) и 6 миль (11 км) корабля с берегом [7, с.57, 80].

V. Заключение

После изучения круга теоретических проблем и способов их технических решений А.С. Поповым оказалось возможным восстановить, по мнению автора, целостное представление о последовательной деятельности глубокой мысли А.С. Попова в процессе поиска им путей создания радиоприемного прибора и затем доказательства возможности осуществления сигнализации и телеграфирования без проводов волнами Герца с применением своего прибора. Такой успех достигнут А.С. Поповым за 2 года в результате системной организации его целеустремленной деятельности и на основе наперед заданных и глубоких научных предположений и их комплексных технических решений.

Три этапа такой системной деятельности позволили А.С. Попову прекрасно и единственно правильно на то время решить техническую проблему создания радиотелеграфного аппарата и уверенно, без задержки применить его для беспроводного телеграфирования.

VI. Список литературы

- [1] Берг А.И. "А.С. Попов - изобретатель радио". - Радиоэлектроника и связь, С.-Петербург, 1993, №1, с.45-53.
- [2] Герасимов С.М., Пилипенко А.В. "Изобретение радио, как это понимать". Радиотехника, 1995, № 4-5, с.39-41.
- [3] Попов А.С. "Прибор для обнаружения и регистрирования электрических колебаний". - Радиотехника, 1995, № 4-5, с. 16-29.
- [4] Карцев В.П. "Приключения великих уравнений". - М.: Знание, 1970, с.236-256.
- [5] Трибельский Д.Л., Урвалов В.А. "Изобретение радио: действительность и домыслы". - Вопросы истории естествознания и техники, - М.: Наука, 1990, № 1, с.122-127.
- [6] Кудрявцев П.С. "Курс истории физики". - М.: Просвещение, 1974, с.194-197.
- [7] Бренев И.В. "Начало радиотехники в России". - М.: Советское радио, 1970.
- [8] Кындская-Попова Е.Г., Морозов И.Д. "К вопросу о первой в мире радиограмме". - Радиоэлектроника и связь, С.-Петербург, 1995, № 1, с.20-28.
- [9] Спасский Б.И. "История физики, ч.II". М.: Высшая школа, 1977, с.116-119.
- [10] Попов А.С. "Телеграфирование без проводов". - Бюллетень связи ВМФ, М.-Л.: Военмориздат, 1945, № 6, с.14-29.

ABOUT SYSTEMATIC AND ORGANIZED A.S. POPOV'S ACTIVITY IN THE FIELD OF RADIOTELEGRAPH INVENTION

Fedotov Ye.A.

Veterans' Council of the Black Sea Fleet, Sevastopol-335007, Unit 51252, Ukraine

On the base of the existing historical documents the purposeful conception of Popov's activity in the field of invention of receiving device for wireless signalling and telegraphing with Hertz's rays using was given. The questions dealing with defence of Popov's priority in the field of radioinvention have been discussed.

О РАННИХ РАБОТАХ Г. МАРКОНИ В ИТАЛИИ И АНГЛИИ

Е. А. Федотов

Совет ветеранов Черноморского флота, Севастополь

Аннотация - Проанализированы ранние (до получения первого патента) опытные работы Г. Маркони и использование им существующей в то время информации о создании аппарата для сигнализации и телеграфирования без проводов. Анализ проведен на основе публикаций сторонников и противников приоритета Г. Маркони в изобретении радиосвязи.

I. Введение

Период экспериментов Г. Маркони по беспроволочному телеграфированию с 1895 г. по июль 1897 г. легко разделяется на два периода - итальянский (по январь 1896 г., продолжительностью 1 год и 1 месяц) и английский (продолжительностью 1 год и 5 месяцев). За весь итальянский период и первые полгода (по июль 1896 г.) пребывания Г. Маркони в Англии, т.е. за 19 месяцев его работ практически нет никаких документов о его деятельности. За остальные 11 месяцев английского периода Г. Маркони получил в Англии свой первый патент. На этом этап опытных работ Г. Маркони закончился и началась практическая деятельность его фирмы.

Оказалось, что схема приемного аппарата, опубликованная Г. Маркони при получении патента, имеет очень много общего со схемой приемника А.С. Попова, опубликованной на 2 года и 4 месяца ранее Г. Маркони [1, с.131]. Однако дискуссия о приоритете продолжается до сего времени. Сторонники приоритета Г. Маркони вынужденно признают, что А.С. Попов создал хороший "надежный прибор", "автоматический приемник радиосигналов" [1, с.130; 3, с.36], но утверждают, что и Г. Маркони создал свой приемник одновременно и независимо от А.С. Попова [2, с.165; 3, с.35]. Тем не менее установление приоритета не составляет особых трудностей при поэтапном сравнении сроков достижений А.С. Поповым и Г. Маркони одинаковых результатов.

II. Итоги деятельности Г. Маркони в области беспроволочного телеграфирования

По вопросу беспроволочного телеграфирования в докладе в королевском институте 4 июня 1897 г. В. Прис сказал о приемнике Г. Маркони, что он принимает знаки Морзе только на звук и воспроизводит их постукиванием молоточка по стеклянной трубке [4, с.60]. А.С. Попов к этому времени уже успешно продемонстрировал в марте 1897 г. в Кронштадтском морском собрании опыты по приему и отпечатыванию сообщений знаками Морзе на бумажной ленте телеграфного аппарата [4, с.55]. В апреле опыты были перенесены на корабли Балтфлота. Кроме того, 12 марта 1896 г. А.С. Попов демонстрировал в Петербургском университете прием своим прибором смысловых сигналов знаками Морзе слов "Генрих Герц" на расстоянии 250 метров [5, с.28]. Таким образом, в беспроволочном телеграфировании Г. Маркони отстает от А.С. Попова на 1 год и 2 месяца.

III. Итоги работ Г. Маркони в области беспроволочной сигнализации

При демонстрации сигнализации в первых публичных опытах в Англии (декабрь 1896 г.) В. Прис управлял передающим "черным ящиком" с помощью телеграфного ключа, Г. Маркони ходил по аудитории с другим, приемным "черным ящиком". Всякий раз, когда В. Прис замыкал ключ, в ящике Г. Маркони четко звонил звонок [6, с.37]. Точно такой же опыт по беспроволочной сигнализации А.С. Попов демонстрировал ранее, 19 января 1896 г. на лекции в Кронштадтском отделении Технического общества [4, с.51, 52]. Таким образом, публичную демонстрацию передачи сигналов без проводников Г. Маркони провел практически на 1 год позже А.С. Попова.

IV. Первая демонстрация приборов Г. Маркони представителям администрации

Первую демонстрацию в Англии своих приборов в "черных ящиках" для работников почтово-телеграфного ведомства Г. Маркони осуществил в июле 1896 г. на крышах зданий этого ведомства на расстоянии нескольких сотен метров [6, с.37]. А.С. Попов демонстрировал изобретенный им прибор в открытом виде 25 апреля 1895 г. в петербургском университете [7, с.50] с опубликованием протокола заседания в печати с достаточно подробным описанием этого прибора. Следовательно, по срокам демонстрации своего "черного ящика" с приемным прибором Г. Маркони отстает от А.С. Попова на 1 год и 2 месяца.

В целом на финише опытной деятельности в июле 1897 г. Г. Маркони отстает по срокам одинаковых результатов на 1 год. По качеству приема его приемник обеспечивает сигнализацию знаков Морзе только на слух.

Таковы итоги деятельности Г. Маркони к июлю 1897 г., с которыми он выступал претендентом на изобретение беспроволочного телеграфа и с которыми его поддерживают нынешние сторонники.

V. Первые месяцы английского периода деятельности Г. Маркони

Исходя из того, что о деятельности Г. Маркони в Италии нет никаких документов [8, с.243], время первых 5-ти месяцев начальных работ Г. Маркони в Англии имеет решающее значение для создания основного технического аппарата, с которым он после успешной его демонстрации обеспечил все последующие достижения в Англии. Именно в этом периоде разгадка того, как Г. Маркони "изобрел" в 1896 г. приемный прибор, имеющий "большое сходство" [1, с.131] с давно изобретенным прибором А.С. Попова, схема которого была опубликована в апреле 1895 г.

Г. Маркони привез из Италии "черные ящики" со своими приборами, чтобы продемонстрировать их английскому почтово-телеграфному ведомству [6, с.37; 9, с.69]. Однако он не предъявил эти приборы к демонстрации даже через месяц после приезда, хотя сторонники Г. Маркони утверждают о его успехах в беспроводном телеграфировании в Италии с дальностью более одного километра. Поздняя версия о длительном ремонте после повреждения аппаратов английскими таможенниками, тем более намеренного [6, с.37] - неубедительна. Эта государственная служба при таких серьезных подозрениях на "шпионаж" и поступить была обязана по-государственному - задержать, арестовать груз с составлением соответствующих документов, но уж никак не ломать его.

Во-вторых, Г. Маркони - не тот человек, который смог бы потерпеть несправедливый убыток в деньгах и во времени, тем более после того, как вскоре стал знаменитым в Англии.

В-третьих, какими должны были быть повреждения аппаратуры, чтобы в промышленной Англии ее ремонт занял бы 5 месяцев?

Вероятнее всего, Г. Маркони не привез с собой из Италии какой либо достойный прибор, который смог бы убедительно продемонстрировать беспроводное телеграфирование и заинтересовать представителей английских ведомств.

Появился новый факт этого времени. В Англии Г. Маркони познакомился с капитаном Английского флота Г. Джексоном, который с декабря 1895 г. самостоятельно начал конструировать и к лету 1896 г. изготовил действующую установку беспроводного телеграфирования [10, с.31], разумеется, на основе единственно известных тогда схем Лоджа и Попова. Однако A.J. Blond [10, с.31] утверждает, что установка Г. Джексона "почти идентична той, которую Г. Маркони привез из Италии", имея в виду показанную им в Патенте № 12039 и в свою очередь схожую со схемой А.С. Попова [1, с.131]. Но из этого следует, что Г. Джексон воспроизвел схему А.С. Попова независимо и ранее Г. Маркони.

Поэтому, по всей вероятности, Г. Джексон не делал тайны из своей работы, поскольку в дальнейшем Г. Маркони и Г. Джексон работали в тесном контакте [10, с.31] и могли делиться своими проблемами. Так или иначе, Г. Джексон создает к лету 1896 г. свою действующую установку, идентичную прибору А.С. Попова, Г. Маркони разрабатывает теоретически предварительную заявку на патент по схеме с электромагнитным ударником обратной связи в приемнике, как у А.С. Попова, а также с применением в этом приемнике "обычного устройства для телеграфирования" [4, с.65; 11, с.48]. 2 июня 1896 г. Г. Маркони подает такую заявку в Английское патентное ведомство. Но указанной в заявке схемы у Г. Маркони еще нет в готовом виде. Он ее еще не демонстрировал в течение 4-х месяцев - значит не имел.

Это предположение подтверждается фактом. Как известно, В. Прис указал в 1897 г., что приемник из патента Г. Маркони принимает сигналы Морзе на слух, а не на телеграфный аппарат [4, с.60]. Однако в предварительной заявке от 2 июня 1896 г. указана работа приемника на телеграфный аппарат. Это подтверждает, что Г. Маркони при подаче заявки не имел готового приемника и не знал, что желаемое телеграфирование не исполнится на практике в процессе изготовления его схемы. Это означает также, что практический приемный прибор, показанный в патенте № 12039, не привезен из Италии, а был изготовлен в Англии после поданной 2 июня 1896 г. теоретической заявки, для чего и понадобился еще дополнительный месячный срок для назначения на июль 1896 г. показа приборов Г. Маркони [6, с.37]. А привезенное из Италии содержимое приемного "черного ящика" было заменено на изготовленный в Англии приемный прибор по образцу прибора А.С. Попова. Именно об этом свидетельствует О. Лодж, говоря о том, что в скором времени Г. Маркони "принял" к своему использованию схему А.С. Попова с автоматическим ударником, "осуществляющим обратное действие сигнала" [12, с.124].

Английское Адмиралтейство, заинтригованное "черными ящиками" Г. Маркони, включило флотского специалиста капитана Г. Джексона в комиссию по испытаниям аппаратов Г. Маркони в сентябре 1896 г., хотя к этому времени Г. Джексон уже испытал свои аппараты - "в августе уже осуществил передачу сигналов между двумя кораблями, находящимися друг от друга в пределах прямой видимости" [6, с.37], которая на море была, скорее всего, не большей дальности, чем показал Г. Маркони в сентябре - 3 километра (1, 6 мили). Здесь уместен вопрос: почему Г. Джексон не подал заявку и не взял патент на свои аппараты беспроводной сигнализации и не заявил об изобретении радиосвязи? И не случайно, в результате всех испытаний приборов Г. Маркони в докладе В. Приса 4 июля 1897 г. звучит по существу разочарование: "Маркони не сделал ничего нового. Он ... пользуясь известными средствами, создал новый "электрический глаз", более тонкий, чем все известные электрические инструменты, и новую систему телеграфирования" [6, с.38; 11, с.49], имея в виду звуковое воспроизведение знаков Морзе. Однако для Г. Маркони протекция в Англии была обеспечена, помощь оказана, патент получен, газетная слава и приоритет созданы, фирма организована - первая цель жизни достигнута. Но каким способом - теперь для Г. Маркони не имеет значения. И это поняли не сразу и до сего времени - не все.

VI. Итальянский период опытов Г. Маркони

После ознакомления с работой О. Лоджа Г. Маркони начал свои опыты с повторения его схемы с независимым встряхиванием, поскольку О. Лодж рекомендовал ее как более предпочтительную и отвергал первую схему со звонком как помехоопасную [1, с.130, 131]. С этой схемой О. Лоджа Г. Маркони мог передавать на сотню-другую метров три коротких сигнала (три "точки" - буква "с"), а помогавший ему крестьянин взмахом платка давал знать о приеме [11, с.46]. Позже с помощью старшего брата Альфонсо Г. Маркони пытался передавать серии других букв знаками Морзе, однако эти знаки значительно искажались при приеме. Все это дало возможность Г. Маркони убедиться в непригодности этой схемы без искажений принимать сообщения знаками Морзе. Но на опыты с этой схемой Г. Маркони использовал весь 1895 год.

Г. Маркони еще в Италии мог знать об опытах А.С. Попова [4, с.59; 9, с.69]. Но применяемый Поповым помехоопасный звонок отвергал О. Лодж. Опасность помех и возможность еще больших искажений затрудняли действия Г. Маркони. Необходима была консультация О. Лоджа. Кроме того, желание получить патент стало жизненной программой Г. Маркони. Поэтому возникла необходимость поездки в Англию, успеху в которой могли способствовать связи родственников матери в научных и правительственных кругах [6, с.37].

В "черном ящике" Г. Маркони был простейший приемный прибор с независимым встряхиванием. Три точки он мог принять. Смысловое сообщение знаками Морзе - нет. Поэтому Г. Маркони по приезду в Англию не представил его к демонстрации скорее всего из-за практической невозможности его применения к телеграфированию.

VII. Выводы

1. Применение Г. Маркони (по совету О. Лоджа) при опытах в Италии в 1895 г. схемы с независимым встряхиванием не вызывает сомнений. О. Лодж первым из всех подключил к этой схеме телеграфный аппарат [13, с.20], но имея большие искажения, не заявил о своем изобретении беспроводного телеграфа. Г. Маркони, применив полностью ту же схему О. Лоджа [6, с.36] и имея те же большие искажения - заявил. А его рассказы о приеме сигналов, обозначаемых звуком, сторонники Г. Маркони выдают за телеграфирование [1, с.130; 8, с.243]. Таким образом, притязания Г. Маркони и его сторонников на первенство или одновременность с А.С. Поповым в изобретении беспроводного телеграфа с 1895 г. неправдоподобны и не обоснованы документами [8, с.243].

2. Приемник с автоматическим ударником обратной связи, показанный в патенте № 12039, был изготовлен Г. Маркони в Англии в период с февраля по июль 1896 г. по образцу схемы А.С. Попова. Подтверждением этому может также служить разительный контраст результатов опытов в Италии с передачей коротких сигналов "приблизительно на 1 километр" за весь 1895 г. [6, с.37], по сравнению с результатами быстрого наращивания дальности передачи сигналов до 14 километров в Англии в течение последующих 10 месяцев после июльской 1896 г. демонстрации якобы этого же итальянского приемного прибора. Однако эти новые достижения, показанные после 5 месяцев пребывания Г. Маркони в Англии, наводят на мысль и подтверждают, что в Англии Г. Маркони применил другую схему с новыми качественными возможностями по сравнению с использованной в Италии. Применяя в патентной схеме нового когерера с притертыми электродами в запаянной стеклянной трубке с выкачанным воздухом [1, с.132; 4, с.60] взамен использованного в схеме в Италии малочувствительного когерера О. Лоджа [6, с.36] доказывает факт несомненного изготовления нового миниатюрного когерера "в промышленной Англии". Указанный факт подтверждает также, что одновременно под этот новый миниатюрный когерер была изготовлена в Англии заодно и новая схема с небольшим электромагнитом ударника в целях минимальной помехоопасности от искрения - с "маленьким молоточком" обратной связи, "быстрыми колебаниями" ударяющим по миниатюрному когереру [4, с.60], явно идентичная схеме А.С. Попова апреля 1895 г. с прерывателем в виде электрического звонка [4, с.65]. Это сходство, обнажившееся в 1897 г., признали ученые и электротехники. Отсюда следует, что схема приемника из патента № 12039 не является изобретением Г. Маркони, а "принята" им со схемы А.С. Попова [12, с.124] к использованию в целях личного обогащения [8, с.245].

3. Утверждение сторонников Г. Маркони, что он самостоятельно и независимо от А.С. Попова на основе схемы О. Лоджа со звонком [1, с.130] создал схему с ударником обратной связи, схожую со схемой А.С. Попова - несостоятельны. В схеме О. Лоджа со звонком сотрясение когерера совершалось случайно через инерциальную вибрацию доски с когерером от механического воздействия на нее колебаний якоря работающего звонка, закрепленного вблизи когерера на этой доске. Но это не ударное сотрясение. Автоматическое ударное воздействие на когерер замыслил и применил на практике первым А.С. Попов и значительно раньше Г. Маркони, в апреле 1895 г. [14, с.22]. Поэтому применение Г. Маркони такого автоматического ударника есть использование в своем патенте изобретения А.С. Попова.

4. По результатам работ Г. Маркони не имеет ни по срокам, ни по содержанию никакой одновременности с А.С. Поповым. Его отставание от А.С. Попова составляет 1 год, в течение которого А.С. Попов трижды (по июнь 1896 г.) опубликовал в печати (в том числе дважды с международной рассылкой) подробное описание своего приемного прибора. В этом случае неприемлемы никакие утверждения о самостоятельности создания Г. Маркони схемы приемника, весьма схожей со схемой А.С. Попова, тем более при прямых свидетельствах современников об использовании Г. Маркони схемы А.С. Попова для своих целей [12, с.124; 8, с.243].

5. Поскольку Г. Маркони использовал схему А.С. Попова, как и труды других ученых, не в целях развития науки, а для своего обогащения [8, с.245], то такие действия есть явный технический плагиат, осуществленный Г. Маркони в целях обладания патентованным правом на мировую монополию [4, с.137] в производстве радиоаппаратов.

6. Все вышеуказанные факты подтверждают необоснованность притязаний Г. Маркони и его сторонников [2, с.165; 3, с.35] на первенство или одновременность, а также независимость в изобретении радиоприемника или радиосвязи. Мировой научно-технической общественностью эти притязания отвергнуты еще в 1903 г. на Первой международной конференции по беспроволочному телеграфированию в Берлине [12, с.126; 10, с.33].

Таковы содержание и итоги этапов экспериментальных работ Г. Маркони в Италии и Англии вплоть до получения им патента № 12039 2-го июля 1897 г., какими они представляются из прежних и новых сведений, которые появились в печати к 100-летию изобретения радиосвязи, отмеченного в мае 1995 г.

VIII. Список литературы

- [1] Чистяков Н.И. "Начало радиотехники: факты и интерпретация". - Вопросы истории естествознания и техники, - М.: Наука, 1990, № 1, с.128-132.
- [2] Шарле Д.Л. "Зарождение радио: домыслы и действительность". - Вопросы истории естествознания и техники, - М.: Наука, 1991, № 1, с.164-166.
- [3] Чистяков Н.И., Шахильдян В.В. "А.С. Попов и формирование радиотехники". Радиотехника, 1995, № 4-5, с.35-38.
- [4] Бренев И.В. "Начало радиотехники в России". - М.: Советское радио, 1970.
- [5] Кьяндская-Попова Е.Г., Морозов И.Д. "К вопросу о первой в мире радиограмме". - Радиоэлектроника и связь, С.-Петербург, 1995, № 1, с.20-28.
- [6] Рыбак Дж.П. (США), Крыжановский Л.Н. (Россия) "Гульельмо Маркони: у истоков беспроводной телеграфии" - Электросвязь, 1994, № 8, с. 36-39.
- [7] Берг А.И. "А.С. Попов - изобретатель радио". - Радиоэлектроника и связь, С.-Петербург, 1993, № 1, с.45-53.
- [8] Карцев В.П. "Приключения великих уравнений". - М.: Знание, 1970, с.236-256.
- [9] Данилкин Н.П. "Начальный этап изучения в России ионосферного распространения радиоволн". Радиотехника, 1995, № 4-5, с.68-79.
- [10] Зудков П.И., Трибельский Д.Л., Урвалов В.А. "А.С. Попов и его творческое наследие". Радиотехника, 1995, № 4-5, с.30-34.
- [11] Урвалов В.А. "Гульельмо Маркони: возвращаясь к напечатанному". - Радиоэлектроника и связь, С.-Петербург, 1995, № 1, с.44-52.
- [12] Трибельский Д.Л., Урвалов В.А. "Изобретение радио: действительность и домыслы". - Вопросы истории естествознания и техники, - М.: Наука, 1990, № 1, с.122-127.
- [13] Попов А.С. "Телеграфирование без проводов". - Бюллетень связи ВМФ, М.-Л.: Военмориздат, 1945, № 6, с.14-19.
- [14] Попов А.С. "Прибор для обнаружения и регистрирования электрических колебаний". - Радиотехника, 1995, № 4-5, с. 16-29.

ABOUT EARLY MARCONI'S EXPERIMENTS IN ITALY AND ENGLAND

Fedotov Ye.A.

Veterans' Council of the Black Sea Fleet, Sevastopol-335007, Unit 51252, Ukraine

The earlier experimental works and using by Marconi of the existed information about invention of device for the wireless signalling and telegraphing before he had got his first patent, have been analyzed. The analysis has been carried out on the base of publications of the defenders and the enemies of Marconi's priority in the field of radioinvention.

СВЧ-усилители, транзисторы и интегральные схемы

Microwave Amplifiers, Transistors & IC



МАЛОШУМЯЩИЕ СВЧ ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ПРИЕМО-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ МОДУЛИ

Н.В. Шипунова, И.В. Кручинин, В.Н. Тарасов, Б.А. Зайцев, А.П. Игнатьев, В.Ф. Сальников.....107
LOW-NOISE MICROWAVE TRANSISTOR AMPLIFIERS AND RECEIVE-CONVERT MODULES
N.V. Shipunova, I.V. Kruchinin, V.N. Tarasov, V.A. Zaitsev, A.P. Ignatyev, V.F. Salnikov

СЕРИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ В ПЛАНАРНОМ ИСПОЛНЕНИИ ДЛЯ ДИАПАЗОНОВ 2-4, 4-8 и 8-12 ГГц

В.Ф. Гармаш, А.А. Кищинский, Б.В. Крылов, А.Х. Насыров, Е.А. Свистов.....112
A PLANAR PACKAGED BROADBAND HYBRID POWER AMPLIFIERS
FOR 2-4, 4-8 AND 8-12 GHz FREQUENCY BANDS
V.F. Garmash, A.A. Kistchinsky, B.V. Krylov, A.H. Nasyrov, E.A. Svistov

The results of design and testing of unified power amplifiers set for 2-4 GHz and 8-12 GHz frequency bands have been presented. The amplifiers are made in planar microstrip packages of 50x42x5 mm size. They are assigned for using in powerful output stages of hermetic supercomponents for different applications. Hybrid amplifying modules are based on the flip-chip transistors (ЗП603Б-5 for 2-4 GHz band and ЗП606Б-5 for 4-8 GHz band) and MMIC of M421191 type (for 8-12 GHz band) are designed for the discussed projects. They are used as active elements in the amplifiers. All the amplifiers are based on two-stage scheme. Two amplifying modules are combined in the first stage, the four-channel combiner based on the Lange couplers and inphase combiner are used in the second stage.

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ДИАПАЗОНА 4-8 ГГц С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 2,5 Вт

А.А. Кищинский, А.Х. Насыров.....117
4-8 GHz POWER AMPLIFIER WITH 2.5 WATT OUTPUT POWER
A.A. Kistchinsky, A.H. Nasyrov

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ДЛЯ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СТАНЦИЙ С ЧАСТОТНОЙ И АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ДИАПАЗОНА 7,9-8,7 ГГц

А.А. Кищинский, А.Х. Насыров, Е.А. Свистов, Б.В. Крылов, Ю.Н. Пронин.....120
7,9-8,7 GHz POWER AMPLIFIER FOR RADIOLINK STATIONS
WITH FREQUENCY AND QPSK MODULATION
A.A. Kistchinsky, A.H. Nasyrov, E.A. Svistov, B.V. Krylov, Y.N. Pronin

ТРАНСИМПЕДАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

С.П. Жуков, А.Т. Козлов, В.И. Хитко.....123
TRANSIMPEDANT AMPLIFIER
S.P. Zhukov, A.T. Kozlov, V.I. Hitko

ГИБРИДНО-МОНОЛИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ САНТИМЕТРОВОГО И ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ

А.В. Крутов, К.В. Дудинов.....126
HYBRID MONOLITHIC UHF- and SHF-BAND AMPLIFIERS
FOR COMMUNICATION SYSTEMS
A.V. Krutov, K.V. Dudinov

ПОЛЕВЫЕ GaAs ИОННОЛЕГИРОВАННЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С БАРЬЕРОМ ШОТКИ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ И СВЯЗИ А.В. Крутов, В.А. Митлин.....	130
ION-DOPED SHF-BAND GaAs MESFETs FOR NAVIGATION AND COMMUNICATION SYSTEMS A.V. Krutov, V.A. Mitlin	
20-ВАТТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ С-ДИАПАЗОНА И.М. Аболдуйев, Н.В. Алкеев, И.И. Кушнеренко, В.М. Миннебаев.....	136
20 W C-BAND POWER AMPLIFIER I.M. Abolduyev, N.V. Alkeev, I.I. Kushnerenko, V.M. Minnebaev	
The results of design and fabrication of C-band power amplifier for satellite communications are presented in this paper. At 5.9-6.4 GHz frequency band the power amplifier has gain = 43 dB, P_{out} = 20 W, gain flatness are less than 1 dB, IM_3 < -30 dB, and the efficiency is more than 22%. FETs which are used for C-band power amplifier fabrication are the production of plant "Pulsar".	
ВОЛНОВОДНО-ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ НА ПТШ В.Н. Кочетков, Г.А. Кузнецов.....	140
LOW-NOISE FIN-LINE MESFET AMPLIFIERS V.N. Kochetkov, G.A. Kuznetsov	
УСИЛИТЕЛИ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С БАРЬЕРОМ ШОТКИ В.П. Осипов.....	144
MESFET MEDIUM POWER AMPLIFIERS V.P. Osipov	

Малошумящие СВЧ транзисторные усилители и прямо-преобразовательные модули

Н.В. Шипунова, И.В. Кручинин, В.Н. Тарасов,
Б.А. Зайцев, А.П. Игнатьев, В.Ф. Сальников

НПП "Салют" 603107 Н.Новгород, ул. Ларина 7
тел. (8312) 66-22-67 факс (8312) 66-50-20

Аннотация

Разработан ряд узкополосных, широкополосных и сверхширокополосных малошумящих СВЧ транзисторных усилителей (МШУ) в диапазоне частот 0.01- 45.0 ГГц с коэффициентом шума 0.8-7.5 дБ, коэффициентом усиления 15-50 дБ, уровнем выходной мощности в линейном режиме 1 - 10.0 мВт; средней мощности - до 500 мВт.

На базе разработанных МШУ созданы широкополосные прямо-преобразовательные модули в диапазоне частот 1.0 - 18.0 ГГц с коэффициентом передачи 30 - 50 дБ, коэффициентом шума 1.7 - 5.0 дБ.

I. Введение

В настоящее время складывающаяся система рыночных отношений не может обойти предприятия промышленного комплекса, к которым относилось НПП "Салют", а отсюда интересы потребителей стали определяющими в научно-технической политике в области разработки и выпуска нашим предприятием СВЧ транзисторных усилителей.

II. Основные направления развития МШУ

Основные направления, по которым велись разработки малошумящих усилителей ранее, а именно:

- освоение высокочастотного диапазона до 45.0 ГГц;
 - достижение предельно низкого коэффициента шума без применения специальных охлаждающих устройств;
 - расширение полосы пропускания;
 - создание МШУ с нормированными АЧХ и ФЧХ, удовлетворяющими требованиям систем с АФАР;
 - повышение минимальной наработки на отказ
- остались определяющими.

Наряду с этим в настоящее время больше, чем в предыдущие годы, уделяется внимание вопросам создания узкополосных и других типов усилителей по конкретным требованиям заказчика.

Имеется ввиду создание ряда СВЧ усилителей в обеспечение конкретной аппаратуры потребителя с заданными требованиями как по коэффициенту шума, так и усилителей с расширенным динамическим диапазоном с выходной мощностью в линейном режиме до десятков мВт и усилителей средней мощности - до 500 мВт, усилителей с устройствами защиты и модулей с преобразованием частоты.

В каждом диапазоне частот считаем целесообразным создание конструкций с коаксиальными и полосковыми выводами, готовы производить поставки отдельных

усилительных каскадов, а также производить стыковку устройств потребителя с СВЧ усилителями.

Таким образом, техническая политика направлена на обеспечение максимальных удобств потребителю, возможность заказать на нашем предприятии практически полный набор усилителей в обеспечение электронной аппаратуры, в то время как ранее мы специализировались, в основном, на разработке малошумящих широкополосных и сверхширокополосных усилителей, рассчитанных на унифицированное применение, что ограничивало круг наших заказчиков.

Другое важное обстоятельство то, что среди нашей продукции появились изделия, связанные с конверсией, а именно:

разработан широкий ряд усилителей в гибридно-интегральном исполнении (с полосковыми и коаксиальными выводами) для использования во входных трактах и трактах ПЧ в системах спутникового телевидения, спутниковой телефонной связи, кабельного телевидения, радиорелейной системы связи, медицинской аппаратуре и других объектах народнохозяйственного значения.

Разработки, связанные с этим направлением, проводятся в кратчайшие сроки с обеспечением поставок изделий в сроки, необходимые заказчику.

В настоящее время большое внимание уделяется разработке усилителей с нормированными амплитудно-частотными и фазочастотными характеристиками и электрическим управлением фазовой длиной, удовлетворяющие требованиям, предъявляемым к системам с фазированными антенными решетками. По этому направлению проведены работы, в которых были исследованы разные структурные схемы усилителей и даны рекомендации по выбору оптимальной схемы усилителей, позволяющей одновременно реализовать нелинейность, неидентичность амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик, минимального коэффициента шума при оптимальных значениях КСВН входа и максимальной выходной мощности в линейном режиме.

Разработаны и выпускаются из науки МШУ в сантиметровом диапазоне длин волн с полосой пропускания $+15\%$, нелинейностью $\Phi\text{ЧХ} = 5 - 7^\circ$, неидентичностью $\Phi\text{ЧХ}$ от образца к образцу $7 - 10^\circ$, неидентичностью $\text{АЧХ} = \pm 1 \text{ дБ}$, коэффициентом шума $2.5 - 3.0 \text{ дБ}$, коэффициентом усиления $20 - 25 \text{ дБ}$.

Создана техническая база для дальнейшего проведения ОКР по разработке малошумящих усилителей с нормированными АЧХ и $\Phi\text{ЧХ}$.

Для измерения амплитудных и фазочастотных характеристик усилителей и параметров рассеяния транзисторов в корпусном и кристалльном исполнении на предприятии разработана автоматизированная система (АИС) на базе разработанной ННИПИ установки "Ротонда-2" в диапазоне частот $1 - 18 \text{ ГГц}$.

В результате постоянного совершенствования конструкции и технологии изготовления, внедрения передовых методов сборки и монтажа гибридно-интегральных схем, минимальная наработка некоторых усилителей в дециметровом диапазоне частот повышена до 55 тыс. час .

Планируется проведение ряда работ по увеличению минимальной наработки усилителей до 75 тыс. час .

В последние годы коллектив разработчиков большое внимание уделяет разработке прямо-преобразовательных модулей по конкретным требованиям заказчика.

В течение 1995-1996 г. разработано 4 типа прямо-преобразовательных модулей в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн.

Технические характеристики всех типов усилителей и прямо-преобразовательных модулей сведены в таблицы.

При необходимости технические характеристики и конструкции усилителей и модулей могут быть доработаны по конкретным требованиям заказчика.

III. Конструкция усилителей и приемо-преобразовательных модулей

При создании ряда малошумящих СВЧ транзисторных усилителей и приемо-преобразовательных модулей по прежнему доминирует гибридно-интегральная технология, которая позволяет повысить процент выхода годных изделий до 90-98 % при хорошо отработанной электрической схеме и отлаженной технологии производства.

Теоретические и экспериментальные исследования показали, что гибридно-интегральная технология позволяет реализовать лучшие электрические параметры усилителей и модулей в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн.

В дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн все типы усилителей выпускаются в двух модификациях:

- герметичные с коаксиально-полосковыми выводами,
- с полосковыми выводами.

В миллиметровом диапазоне длин волн вход, выход СВЧ сигнала - волноводный.

В качестве активного элемента в разработанных усилителях и модулях используются транзисторы, разработанные в НПО "Пульсар" (Москва), НПО "Планета" (Новгород), НПП "Салют" (Н.Новгород) и зарубежные.

В качестве подложки используется поликор, кварц толщиной 0.2, 0.5 или 1.0 мм, в зависимости от диапазона частот.

В качестве блокировочных и развязывающих емкостей используются конденсаторы типа К10-17, К10-42 и керамические конденсаторы разработки НПП "Салют".

В перспективном направлении будут проводиться работы по уменьшению коэффициента шума в диапазоне частот 0.01 - 45.0 ГГц и созданию научно-технического задела по созданию МШУ до 60.0 ГГц и разработке приемо-преобразовательных модулей конкретного применения.

IV. Заключение

Разработанные МШУ и приемо-преобразовательные модули отличаются высокой надежностью и по своим техническим и эксплуатационным характеристикам удовлетворяют требованиям, предъявляемым к космической, самолетной, морской и наземной аппаратуре, а также народно-хозяйственной технике.

LOW-NOISE MICROWAVE TRANSISTOR AMPLIFIERS AND RECEIVE-CONVERT MODULES

Shipunova N.V., Kruchinin I.V., Tarasov V.N., Zaitsev V.A., Ignatyev A.P., Salnikov V.F.

Salut Co., 7 Larin St., Nizhny Novgorod-603107, Russia

tel. (8312) 66-22-67, fax (8312) 66-50-20

The set of low-noise microwave narrow-band, broadband and ultrabroadband transistor amplifiers (LNA) in the range of 0.01 - 45.0 GHz with noise figure feature of 0.8 - 7.0 dB, gain of 15 - 50 dB and linear output of 1 - 100 W is developed. On the base of these LNA, wideband receive-convert modules delivering 30 - 50 dB gain at 1.7 - 5.0 dB noise figure in the frequency range of 1 - 18 GHz have been manufactured. All hybrid LNA and receive-convert modules have small size and weight and feature of a high reliability.

Серия разработанных малошумящих СВЧ транзисторных усилителей

Типы МПУ	Техничес кие					характер истики				Миллиме трового		Средней мощности	
	Узкопо лосные					Широко и Сверхш ирокопол осные			диапазона				
Диапазон рабочих частот, ГГц	0.8-2.0	2.0-8.0	8.0-18.0	18.0-26.0	26.0-37.5	0.01-4.0	4.0-12.0	12.0-18.0	8.0-18.0	18.0-26.0	26.0-37.5	37.5-45.0	0.1-18.0
Полоса рабочих частот, %	5-15	5-15	5-15	5-15	5-15								5-15
Коэффиц иент усиления, Кур, дБ	10-30	10-30	15-30	15-25	15-25	20-30	15-30	25	15-30	20-25	20-25	20	20-25
Неравно мерность коэффиц иента усиления, НКур, дБ	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	3.0	2.5	2.5	3.0	3.0	3.0	2.5	1.5
Коэффиц иент шума, Кш, дБ	0.8-1.0	1.2-2.0	2.0-3.5	4.0-4.5	4.5-5.0	3.0-3.5	4.0-4.5	4.0-4.5	4.5-5.0	5.0-6.0	6.0-7.0	7.0-7.5	-
КСВН	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	1.5
Вх./вых. мощности в линейн. режиме, мВт	3-10	3-10	10	3-5	3-5	3-10	3-10	3-10	3-10	1-5	1-5	1-5	100-500

Корпус герметичный или с полосковыми выводами.
Вход и выход СВЧ сигнала - коаксиальные (розетка), 3,5/ 1,52 мм или волноводные.
Устойчивы к механическим и климатическим воздействиям.
Напряжение питания + 12 - + 15 В.
Интервалы рабочих температур от - 60 ... + 85°С.

НПП "Салют", 603107, Н.Новгород, ул. Ларина, 7
Тел. (8312) 66-22-67 Факс (8312) 66-50-20

Приемо-преобразовательные модули

Параметры	Технические	характеристики
Диапазон рабочих частот, ГГц	1.0-4.2	10.7-11.7
Кoeffициент усиления, по мощности, Кур, дБ	56	40
Неравномерность коэффицента усиления в полосе 50 МГц, НКур, дБ	1.0	0.5
Неравномерность коэффицента усиления в полосе, НКур, дБ	4-5	1.0
Кoeffициент шума, Кш, дБ	2.5	2.0
Диапазон частот выходного сигнала, МГц	30-70	390
Мощность гетеродина, мВт	3.0	15.0
КСВН вх./вых.	2/2.5	2.0/2.0
КСВН гетеродина	2.0	2.0
Напряжение питания, В	+12	+9
Поддавление зеркального канала	25	20
Частота гетеродина, ГГц	1.03-4.23	-

Корпус герметичный или с полосковыми выводами.
Вход и выход СВЧ сигнала - коаксиальные (розетка), 3.5/ 1.5 мм или волноводные.
Устойчивы к механическим и климатическим воздействиям.
Напряжение питания + 12 - + 15 В .
Интервалы рабочих температур от - 60 ... + 85 °С.

НПП "Салют", 603107, Н.Новгород, ул. Ларина, 7
Тел. (8312) 66-22-67 Факс (8312) 66-50-20

СЕРИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ В ПЛАНАРНОМ ИСПОЛНЕНИИ ДЛЯ ДИАПАЗОНОВ 2-4, 4-8 И 8-12 ГГц.

В.Ф.Гармаш, А.А.Кишинский, Б.В.Крылов, А.Х.Насыров, Е.А.Свистов
ГосЦНИРТИ, 107066, г.Москва, ул.Новая Басманная, 20, т.263-97-24

АННОТАЦИЯ

Рассматриваются результаты разработки и испытаний ряда унифицированных усилителей мощности, выполненных в планарном негерметичном корпусе с микрополосковыми выводами, перекрывающих частотный диапазон 2-12 ГГц тремя литерами (2-4 ГГц, 4-8 ГГц и 8-12 ГГц с выходной мощностью 1,6 Вт, 1,2 Вт, 0,65 Вт соответственно) и предназначенных для применения в качестве мощных выходных каскадов герметизированных микросборок различного назначения.

ВВЕДЕНИЕ

До настоящего времени в России и странах СНГ не было законченных опытно-конструкторских работ по проектированию широкополосных СВЧ усилителей с выходной мощностью 0,5-1,0 Ватт и более в диапазоне выше 2 ГГц. Это объясняется целым комплексом причин, из которых можно выделить основные: недостаточную практическую отработанность нелинейного моделирования при проектировании мощных усилительных каскадов и крайне узкую номенклатуру серийных мощных СВЧ транзисторов, обеспечивающих достаточно высокое усиление в сантиметровом диапазоне, кроме того, на частотах выше 8 - 10 ГГц такие транзисторы практически отсутствуют. Вместе с тем, на протяжении уже многих лет, при разработке целого ряда многофункциональных модулей возникает острая потребность применения широкополосных усилителей с повышенным уровнем выходной мощности в планарном корпусе с микрополосковыми входом и выходом.

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Структурно модули всех 3-х литер выполнены по единой схеме, представленной на рис.1, и представляют собой двухкаскадные усилители с двумя усилительными ячейками в первом - балансном каскаде (используются мосты Ланге) и четырьмя ячейками во втором (две пары балансных каскадов, просуммированные кольцевым суматором). Модули различаются типами усилительных ячеек и размерами топологических элементов. В качестве активных элементов в диапазонах 2-4 ГГц и 4-8 ГГц использованы гибридно-интегральные усилительные ячейки на транзисторах обратного монтажа типа 3П603Б-5 и 3П606В-5, соответственно, в усилителе диапазона 8-12 ГГц используются монолитные интегральные схемы М421191, разработанные в рамках рассматриваемой работы.

При проектировании ячеек использовался пакет линейного и нелинейного анализа SUPER COMPACT - MICROWAVE HARMONICA. Нелинейные модели транзисторов разрабатывались в соответствии с методикой, изложенной в [1]. Расчет усилительных ячеек проводился в порядке, изложенном в [2]. Для реализации минимальной неравномерности коэффициента усиления была использована 2-х контурная входная согласующая цепь с диссипативным элементом. Выходная согласующая цепь структуры ФНЧ рассчитывалась исходя из компромисса: максимальная выходная мощность при сохранении приемлемой неравномерности и уровня коэффициента усиления. Было продемонстрировано хорошее соответствие результатов расчетов и экспериментов. Например, в партии из 30 шт. ячеек диапазона 2-4 ГГц разброс по коэффициенту усиления составил 2 дБ, АЧХ построенная по усредненным данным эксперимента соответствует форме расчетной АЧХ, хотя средний уровень усиления на 0,3- 0,9 дБ ниже расчетного. Для этой же партии ячеек разброс по уровню выходной мощности составил примерно 1 дБ, усредненные экспериментальные данные практически совпадают с расчетом в полосе

частот 2,5-4,0 ГГц, на частоте 2,0 ГГц среднее экспериментальное значение выше расчета на 0,7 дБ.

Монолитно-интегральная схема М421191 была разработана совместно с ГНПП "Исток-4" г.Фрязино и обеспечивает во всей рабочей полосе частот коэффициент усиления не менее 6.5 дБ и выходную мощность при компрессии 1 дБ 250 - 300 мВт. Требуемый результат был получен со второй технологической итерации. Особенности этого проекта подробно изложены в [3].

КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

Усилители всех трех литер выполнены в одинаковом планарном металлическом корпусе с габаритами 50х42х5 мм с микрополосковыми выводами. Внешний вид усилителя приведен на рис.2. При установке в аппаратуру усилители закрепляются 8 винтами. Шины питания сквозные. На входе предусмотрен дискретный аттенуатор. В технологическом процессе сборки усилителя можно выделить три основные стадии:

1) присоединение выводов к кристаллу транзистора (для литер диапазонов 2-4 ГГц и 4-8 ГГц)

2) сборка усилительных ячеек;

3) сборка корпуса и усилителя в целом.

Внешний вид усилительной ячейки приведен на рис.3. Присоединение истоковой 60 мкм золотой балки (3), затворного и стокового 10 мкм золотых выводов (2) к кристаллу транзистора (4) производится термокомпрессионной сваркой. Основание усилительной ячейки медное с серебряным покрытием. Поликоровая плата приклеивается клеем ЭЧЭ-С. На этот же клей устанавливается конденсатор типа К26-4. Установка собранного кристалла производится на припой ПСрОС 3-58 методом перевернутого монтажа. Остальные сборочные операции проводятся методом контактной сварки. После сборки проводится проверка и настройка ячеек с использованием сварочных операций в зоне Б).

Фрезерованный корпус усилителей (1 на рис.2) изготовлен из сплава МД-40 и имеет серебряное покрытие. Микрополосковые переходы (7) и платы (4,5,6) напаиваются на корпус с помощью припоя ПСрОС 3-58. Внутрикорпусной монтаж (шины питания, навесные элементы) осуществляется этим же припоем. Конденсаторы К26-4 устанавливаются на клей ЭЧЭ-С. Впаивание ячеек (3) в корпус производится легкоплавким припоем ПОИн-52. Разварка мостов, конденсаторов и перемычек производится контактной сваркой. После сборки и настройки усилитель заклеивается крышкой (2) при помощи электропроводящего эпоксидного клея ЭТК. Для усилителей литер 4-8 ГГц и 8-12 ГГц применяется частичное заполнение крышки радиопоглощающим материалом.

Проведенные испытания продемонстрировали механическую прочность разработанной конструкции и наличие конструктивно-технологических запасов. Масса усилителя не более 35 г.

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Усилители имеют следующие основные параметры:

ТИП	Диапазон частот	Выходная мощность	Усиление	КПД	Ток по "+8 В"	Ток по "-5 В"
A212	2-4 ГГц	>1.6 Вт($P_{Вх}=150\text{мВт}$)	13 - 18 дБ	12-14%	1.5 А	-0.06 А
A212-01	4-8 ГГц	>1.2 Вт($P_{Вх}=250\text{мВт}$)	9 - 14 дБ	10-12%	1.2 А	-0.06 А
A212-02	8-12 ГГц	>0.65 Вт($P_{Вх}=200\text{мВт}$)	8 - 13 дБ	10-12%	1.0 А	-0.12 А

Неравномерность коэффициента усиления в полосе рабочих частот не более 2 дБ, а коэффициент стоячей волны входа и выхода менее 2 для всех литер. Напряжения питания для типов А212 и А212-01 - -5/+8 В, для типа А212-02 - -5/+6 В. Параметры обеспечиваются в рабочем диапазоне температур (от - 60 до +70 градусов). На рис.4 приведены зависимости АЧХ усилителей и их выходная мощность в зависимости от

температуры основания металлического корпуса. Типовой температурный дрейф усиления 0.019-0.021 дБ/градус для типов А212 и А212-01 и 0.03 дБ/градус для А212-02, что объясняется увеличенным тепловым сопротивлением посадки активных структур МИС в модуле этого типа. Типовой температурный дрейф выходной мощности составляет 0.006 дБ/градус для типа А212 и 0.013 дБ/градус для типов А212-01 и А212-02. Увеличенный по сравнению с ожидаемым температурный дрейф выходной мощности для типа А212-01 вызван особенностями режима входного каскада.

Проведенная оценка надежности разработанных приборов позволила установить минимальную наработку, равной 10 000 часов (ведутся натурные испытания), а срок сохраняемости 12 лет.

ОЦЕНКА ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Несмотря на то, что западные фирмы, в основном США, широко рекламируют промышленные широкополосные усилители рассматриваемого диапазона с выходными мощностями более 1 Вт, начиная с 1989-1990 годов до настоящего времени по ряду причин не произошло существенного изменения их характеристик. Несмотря на имеющиеся сообщения о серийных приборах с выходной мощностью 1-20 Вт в диапазоне 2-4 ГГц (серия GLWA 2040 фирмы MICROWAVE POWER DEVICE, Inc., 1991 г.) и с КПД 20% в полосе 7-11 ГГц (RESEARCH CENTER, 1991 г.), 10 Вт в диапазонах 2-4; 4-8 и 5 Вт в диапазоне 8-18 ГГц (Фирма CERNEX, Inc. 1996 г.), такие усилители не являются широкораспространенными, хотя и реализуемы для отдельных применений. Таким образом полученные массо-габаритные и электрические характеристики в целом соответствуют существующему западному уровню в части выходных каскадов в гибридно интегральном исполнении.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учитывая плачевное положение отечественной элементной базы и мировые тенденции (в настоящее время практически не используются транзисторы обратного монтажа), в рамках рассматриваемой работы в ГНПП "Исток-4" была поставлена и выполнена еще одна опытно-конструкторская работа, которая заключалась в разработке конструкторской документации, изготовлении опытной партии и испытаниях транзисторов прямого монтажа - аналогов ЗП603-В5 и ЗП606-В5. На этих транзисторах были разработаны "альтернативные" варианты усилительных ячеек для усилителей литер 2-4 ГГц и 4-8 ГГц.

В ходе выполненной работы решены основные проблемы создания на выпускаемых в России транзисторах и МИС мощных выходных каскадов, в результате чего можно надеяться на скорое появление широкой номенклатуры отечественных широкополосных усилителей средней мощности класса 1-3 Вт.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Б.В.Крылов, Е.А.Свистов, А.А.Кишинский, В.А.Андреев. Библиотека нелинейных моделей арсенидгаллиевых полевых транзисторов СВЧ диапазона //Материалы 4 Крымской конференции "СВЧ техника и спутниковый прием", Севастополь, 1994.

2. А.А.Кишинский, А.Х.Насыров, Е.А.Свистов. Широкополосные гибридно интегральные усилители мощности СВЧ на базе унифицированных усилительных ячеек // Материалы 4 Крымской конференции "СВЧ техника и спутниковый прием", Севастополь, 1994.

3. А.А.Кишинский, Е.А.Свистов, Б.В.Крылов, А.Г.Михальченков, В.Г.Лапин, К.И.Петров. Монолитная интегральная схема усилителя средней мощности диапазона 8-12 ГГц//Материалы 4 Крымской конференции "СВЧ техника и спутниковый прием", Севастополь, 1994.

Структурная схема усилителей A212, A212-01, A212-02

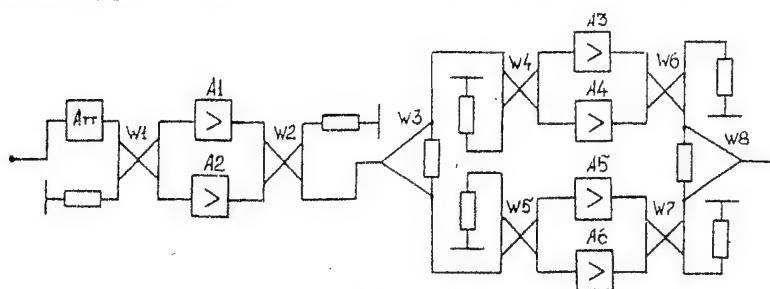


Рис.1

Конструкция усилителей A212, A212-01, A212-02

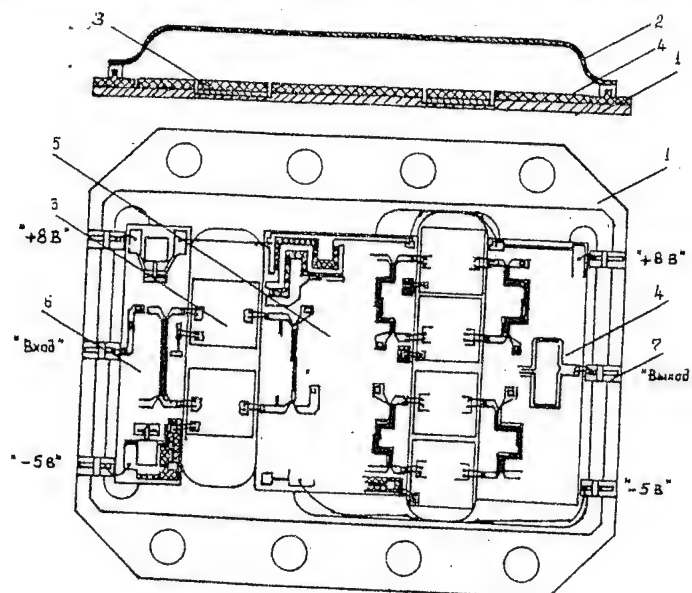


Рис.2

Конструкция усилительных ячеек для A212, A212-01

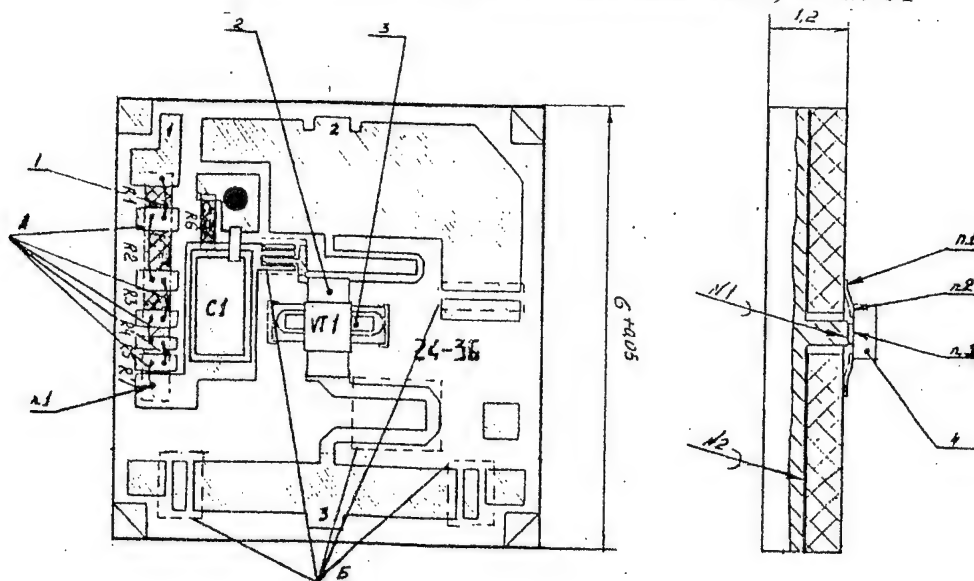


Рис.3

Электрические характеристики модулей A212, A212-01, A212-02

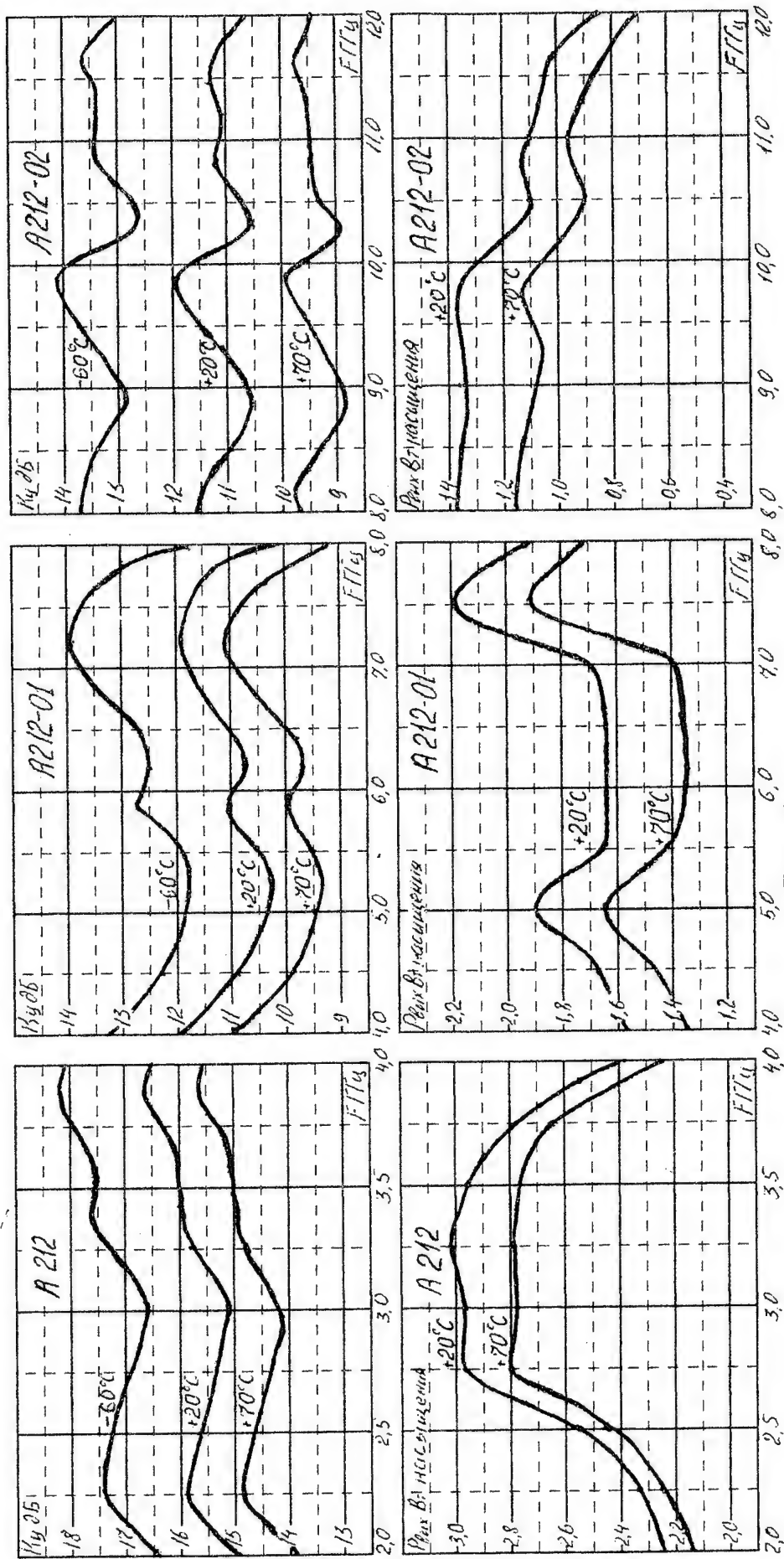


Рис.4

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ДИАПАЗОНА 4-8 ГГц С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 2.5 Вт.

А.А.Кишинский, А.Х.Насыров
ГосЦНИРТИ, 107066, г.Москва, ул.Новая Басманная,20, т.263-97-24

АННОТАЦИЯ

Разработаны экспериментальные образцы гибридно-интегрального широкополосного усилителя мощности диапазона 4-8 ГГц, обеспечивающие выходную мощность в режиме насыщения 2.5-3 Вт. Коэффициент усиления усилителя в линейном режиме составляет 29-33 дБ, частотная неравномерность усиления не более +2 дБ. Выходная мощность при компрессии усиления 1 дБ составляет 2.0-2.5Вт, питание - от двухполярного источника +8 В/-5 В.

ВВЕДЕНИЕ

Основной проблемой при создании мощных широкополосных усилителей СВЧ диапазона является трудность реализации согласующих цепей, обеспечивающих приемлемое усиление для транзисторов с большой шириной затвора. Это вынуждает разработчика ограничивать ширину затвора и мощность усилительного элемента и применять многоканальные схемы суммирования мощности. В данной работе решена задача создания усилителя с октавным перекрытием по частоте, в выходном каскаде которого суммируются восемь усилительных ячеек.

СХЕМА, КОНСТРУКЦИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ

Структурная схема разработанного макета усилителя показана на рис.1. Усилитель состоит из трех балансных каскадов предварительного усиления, предвыходного каскада с использованием четырехканальной схемы суммирования синфазный делитель-мост Ланге и выходного каскада, в котором синфазным сумматором складываются мощности двух четырехканальных линеек суммирования на базе делителя бегущей волны (цепочечного).

Конструктивно макет усилителя состоит из корпуса, в который через термокомпенсирующие прокладки впаяны тонкопленочные микрополосковые платы с делителями и сумматорами мощности, и усилительных ячеек, которые устанавливаются в усилитель (и при необходимости заменяются отдельно). Общая идеология и элементы конструкции усилителя и ячеек уже обсуждались ранее [1].

Ячейка предварительного усиления 1 (см.рис.1) разработана на транзисторе "Парад" (изготовитель - ГНПП "Исток", г.Фрязино) с шириной затвора 550 мкм. Она имеет малосигнальное усиление 10 ± 0.7 дБ и выходную мощность насыщения 150-200 мВт в диапазоне 4-8 ГГц. Транзистор в ячейке работает в облегченном тепловом режиме и монтируется на выступ металлического основания в паз платы методом приклеивания на клей ЭЧЭ-С.

Ячейка 2 предвыходных и выходного каскадов разработана на транзисторе типа А745В-5 (изготовитель - НИИ "Пульсар", г.Москва) с шириной затвора 1400 мкм. Она имеет малосигнальное усиление 6 ± 0.5 дБ и выходную мощность насыщения 450-500 мВт в диапазоне 4-8 ГГц. Транзистор в ячейке монтируется на выступ металлического основания в пазе платы методом перевернутого монтажа пайкой через золотую прокладку толщиной 50 мкм.

Предвыходной каскад на четырех ячейках типа 2 имеет в полосе частот 4-8 ГГц выходную мощность насыщения 1.3-1.5 Вт, что достаточно для полной раскачки выходного каскада. Следует отметить, что выходной синфазный сумматор предвыходного каскада и входной синфазный делитель выходного каскада являются, по-существу, "лишними деталями", вносящими дополнительные потери, однако при отработке усилителя мы опасались расфазировки выходных каналов суммирования. При отработанной технологии сборки и стабильных параметрах транзисторов необходимость в этих элементах отпадает.

Макет усилителя обеспечивает в полосе частот 4-8 ГГц выходную мощность насыщения от 2.5 до 3.5 Вт. Коэффициент усиления усилителя в линейном режиме составляет 29-33 дБ, частотная неравномерность усиления не более ± 2 дБ. Выходная мощность при компрессии усиления 1 дБ составляет 2.0-2.5 Вт. Частотные зависимости коэффициента усиления при различных уровнях входной мощности усилителя приведены на рис.2. Необходимо отметить малое отличие выходных мощностей в режимах насыщения и 1 дБ компрессии, не свойственное обычно широкополосным мощным усилителям вообще, а построенным на отечественных транзисторах в особенности. В данном случае это объясняется уникально (для России) высокой линейностью передаточной характеристики использованного в ячейках типа 2 транзистора. Питание усилителя осуществляется от двухполярного источника +8 В/-5 В. Общая потребляемая мощность 25-28 Вт, КПД 10-12%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Реализованная схема широкополосного восьмиканального суммирования мощности позволяет рассчитывать на получение в ближайшее время в диапазоне 4-8 ГГц и смежных выходной мощности усилителей до 4-5 Вт, для этого в настоящее время разрабатывается новая более эффективная ячейка с выходной мощностью 0.8 - 0.9 Вт и усилением 7-8 дБ на транзисторе прямого монтажа. Дальнейшее повышение выходной мощности связано с совершенствованием технологии и материалов мощных полевых транзисторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. А.А.Кишинский, А.Х.Насыров, Е.А.Свистов. Широкополосные гибридно-интегральные усилители мощности СВЧ на базе унифицированных усилительных ячеек//Материалы 4 Крымской конференции "СВЧ техника и спутниковый прием", 1994, стр.258-261.

4-8 GHz POWER AMPLIFIER WITH 2.5 WATT OUTPUT POWER

Kistchinsky A.A., Nasyrov A.H.

SCRRI, 20 Novaya Basmannaya St., Moscow-107066, Russia

tel. (095) 263-97-24

Wideband 4-8 GHz GaAs FET hybrid power amplifier providing 2.5-3 W saturated output power has been designed and tested. The amplifier consists of six stages. Input stages are built on the base of the balance circuit and are based on the FET chips with 550 μm gate width. Travelling-wave dividing/combining circuit which combines the power of 8 miniature amplifying modules is applied in the output stage. Such modules are based on the crystals of 3П606В-5 transistors with the gate width of 1.4 mm. The amplifier provided 29-33 dB linear gain with ± 2 dB maximum gain ripple. The output power with -1 dB gain compression is 1.5-2 W. The amplifier can be supplied by dual DC source of +8/-5 V with average DC power of 26-28 W. The temperature range is from -60°C to +60°C on the bottom surface.

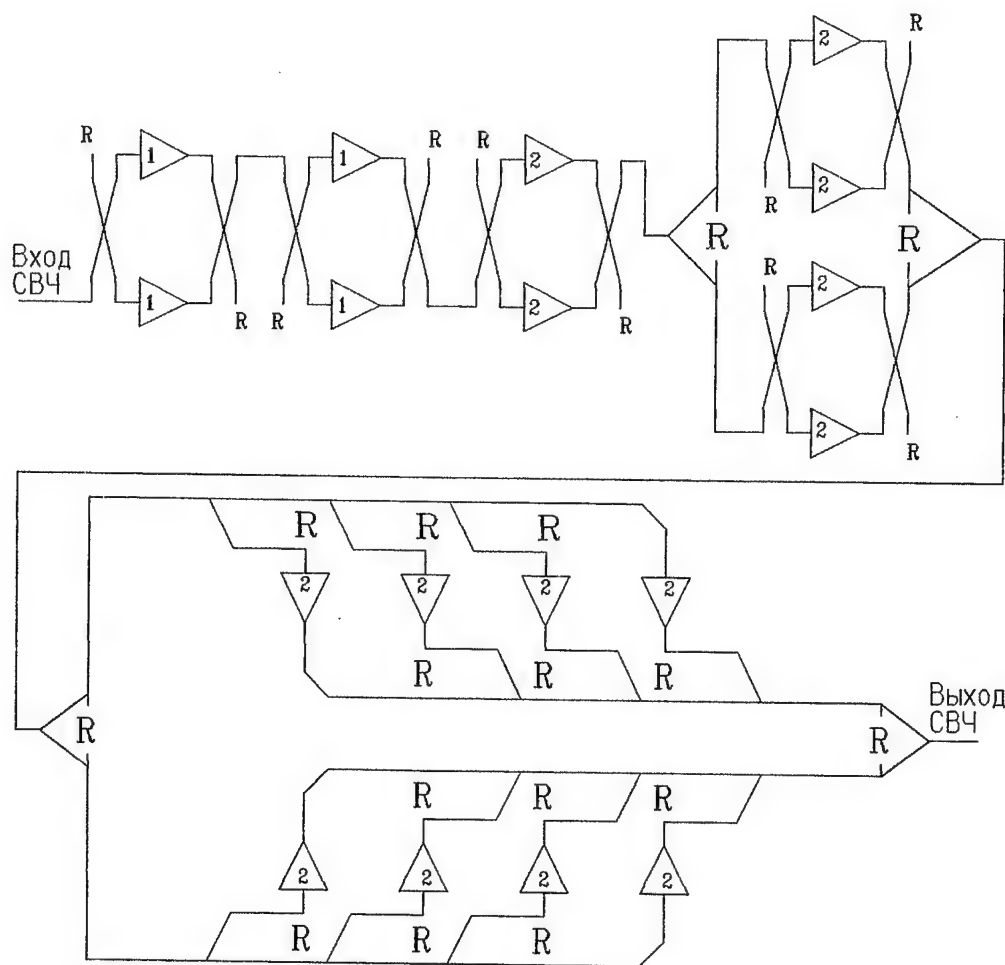


Рис.1. Структурная схема усилителя

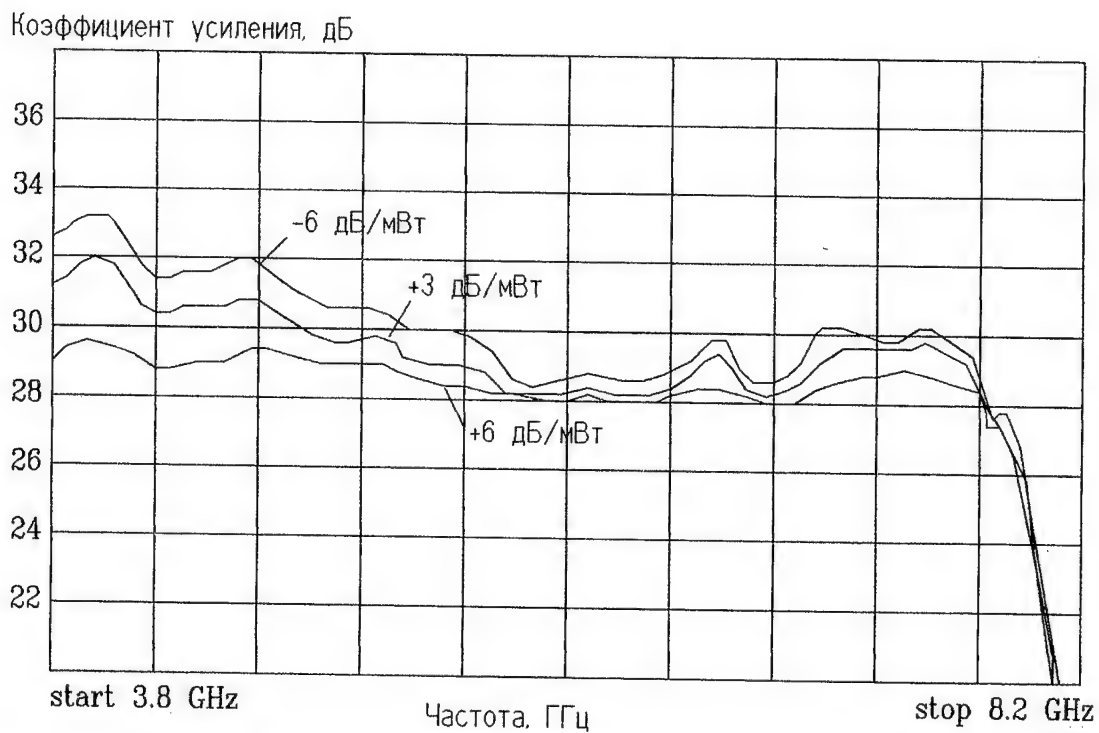


Рис.2. Амплитудно-частотные характеристики усилителя при $P_{вх} = var$

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ДЛЯ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СТАНЦИЙ С ЧАСТОТНОЙ И АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ДИАПАЗОНА 7.9-8.7 ГГц

А.А.Кищинский, А.Х.Насыров, Е.А.Свистов, Б.В.Крылов, Ю.Н.Пронин
ГосЦНИРТИ, 107066, г.Москва, ул.Новая Басманная,20, т.263-97-24

АННОТАЦИЯ

Разработан гибридно-интегральный усилитель мощности диапазона 7.9-8.7 ГГц, обеспечивающий выходную мощность в режиме насыщения до 1.5 Вт при питании от двухполярного низковольтного источника +6.3 В. Усилитель содержит схему автоматической регулировки мощности, позволяющую поддерживать уровень выходной мощности 0.75+-0.15 Вт при изменении уровня входного сигнала от 50 до 150 мкВт и температуры основания корпуса от -60 до +70 градусов, при этом компрессия усиления не превышает -1 дБ. Усилитель предназначен для цифровых радиорелейных станций с OQPSK модуляцией.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящей работе решалась задача создания удобного и надежного в эксплуатации выходного усилителя для цифровых станций радиорелейной связи, работающих в диапазоне 8 ГГц с четырехуровневой амплитудно-фазовой модуляцией сигнала.

СХЕМА, КОНСТРУКЦИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ

Структурная схема разработанного усилителя показана на рис.1. Усилитель состоит из 6 усилительных каскадов А2, А4-А8, управляемого аттенюатора А3, схемы формирования опорного напряжения А10, усилителя обратной связи А11, повторителя А12. На входе и выходе усилителя включены ферритовые вентили А1 и А9. В усилительных каскадах использованы кристаллы арсенидгаллиевых полевых транзисторов с шириной затвора (W) от 300 мкм до 2700 мкм, выпускаемые ГНПП "Исток". Входной каскад - одиночный на транзисторе с W=300 мкм, каскад А4 - балансный на таких же транзисторах. Каскад А5 - балансный на транзисторах с W=550 мкм. Все каскады входной линейки усилителя построены по схеме автосмещения и питаются от напряжения +6.3 В. Первый каскад выходной линейки усилителя А6 также построен по балансной схеме на транзисторах с W=550 мкм, но с заземленными истоками. Предвыходной каскад А7 построен по балансной схеме на транзисторах с W=1200 мкм и металлизированными отверстиями истоков. Он имеет малосигнальное усиление 8.0-8.3 дБ и выходную мощность насыщения 600-650 мВт. Каскады А2-А6 обеспечивают усиление 9-10 дБ на каскад с неравномерностью +-0.1...0.2 дБ в полосе частот 7.9-8.7 ГГц и КСВН входа и выхода 1.3-1.6. Все каскады изготавливаются по гибридно-интегральной технологии с применением тонкопленочных микрополосковых плат из поликора толщиной 0.5 мм и, кроме того, в каскадах А2, А4, А5 и А8 - плат из лейкосапфира толщиной 0.25 мм. Кристаллы транзисторов монтируются непосредственно на металлическое основание рамки каскада приклеиванием теплопроводящим клеем ЕРО-ТЕК Н20Е.

Выходной каскад А8, конструкция которого показана на рис.2., построен по схеме суммирования мощностей трех кристаллов транзисторов с W=2700 мкм и содержит встроенные направленный ответвитель и детектор контроля выходной мощности, размещенные на выходной плате каскада. При проектировании общей выходной согласующей цепи каскада возникла проблема, связанная с тем обстоятельством, что при возбуждении общей низкоомной линии тремя транзисторами возникает расфазировка суммируемых сигналов из-за заметной разности длин от точек включения транзисторов до выхода согласующей цепи. Потери мощности из-за такой расфазировки составляли 1.5-2 дБ. Проблема была решена введением в топологию низкоомной части выходной цепи симметричного ромбовидного окна, искусственно удлиняющего пути тока от среднего транзистора по краю окна к общей точке выхода цепи (рис.2.). Выходная мощность насыщения каскада при этом увеличилась при прочих равных условиях с 1.1-1.3 Вт до 1.6-1.8 Вт. Транзисторы выходного каскада работают в облегченном тепловом и электрическом режимах, коэффициент нагрузки по рассеиваемой мощности составляет 0.6, по напряжению стока - 0.75, что повышает надежность прибора. Коэффициент передачи контрольного канала составляет 0.8-1.2 В/Вт с частотной неравномерностью 10-15%.

Входной и выходной вентили предназначены для обеспечения надежной и стабильной работы усилителя на высокочастотные нагрузки, например узкополосные фильтры. Выходное напряжение детектора используется для управления схемой автоматической регулировки мощности (АРМ), в которую кроме него входят схемы формирования опорного напряжения А10, усилитель обратной связи А11 и аттенюатор А3. Аттенюатор построен по четырехдиодной схеме с разнесенным параллельным включением р-и-п-диодов в линию, причем крайние диоды нагружены на 50-омные

пленочные резисторы, обеспечивающие малые отражения от аттенюатора при любых величинах затухания.

Диапазон затуханий аттенюатора от 1.0 дБ до 30 дБ, частотная неравномерность коэффициента передачи не превышает 0.4 дБ при любых затуханиях в этом диапазоне, суммарный ток управления - до 5 мА. Суммарная неравномерность коэффициента усиления всего усилителя как при начальном линейном усилении 47-50 дБ, так и во всем диапазоне регулировки усиления не превышает ± 1 дБ, в любом участке рабочего диапазона 7.9-8.4 ГГц (литера 1) и 8.1-8.7 ГГц (литера 2) шириной 30 МГц неравномерность усиления не превышает 0.2 дБ. Малая частотная неравномерность обеспечена тем, что усилитель разбит конструктивно на два электрически независимых гермоотсека (штриховая линия на рис.1), соединенных коаксиальным кабелем, при этом усиление каждой линейки не превышает 28 дБ. Характер изменения АЧХ усилителя при регулировке усиления показан на рис.3.

При малом уровне входного сигнала напряжение детектора меньше опорного напряжения, формируемого схемой А10, напряжение на выходе усилителя А11 отрицательно, диоды аттенюатора А3 заперты, обеспечивая максимальное усиление усилителя. При достижении сигналом детектора опорного уровня усилитель А11 формирует управляющий ток аттенюатора, замыкая цепь АРМ и поддерживая заданный опорным напряжением уровень выходной мощности усилителя. Для стабилизации опорного напряжения при изменении питающих усилитель напряжений и частичной термокомпенсации температурных изменений коэффициента передачи контрольного канала в схеме формирования А10 применен интегральный токовый датчик температуры типа AD590 фирмы "Analog Devices". Схема АРМ обеспечивает температурную стабильность выходной мощности в диапазоне температур корпуса от -60 до +70 градусов в пределах $\pm 5...8\%$. Стабильность выходной мощности в диапазоне рабочих частот $\pm 5...10\%$, в динамическом диапазоне входных сигналов $\pm 1...2\%$. Общая стабильность поддержания уровня выходной мощности в диапазоне частот, входных мощностей от 50 до 150 мкВт и температур составляет $\pm 0.5...0.8$ дБ. Номинальная выходная мощность усилителя составляет 0.8 Вт, при этом компрессия усиления не превышает 1 дБ, а уровень комбинационных составляющих при двухсигнальной работе (на входе два равноамплитудных сигнала по 100 мкВт) менее -19...-21 дБ.

Для обеспечения возможности гибкого использования усилителя в станциях с различными видами модуляции, в том числе частотной, в усилителе предусмотрен вход внешней регулировки выходной мощности напряжением от -5 до +5 В. Типовая зависимость выходной мощности и уровня комбинационных составляющих при двухсигнальной работе приведены на рис.4. Внешним напряжением выходная мощность может снижаться до 300-350 мВт, при этом искажения уменьшаются до -30...-32 дБс, либо увеличиваться как минимум до 1.2 Вт, при этом усилитель входит в режим близкий к насыщению и искажения возрастают. Усилитель выполнен в герметичном металлическом корпусе с коаксиальными вводами СВЧ сигнала (тракт 3.5/1.52 мм), теплоотвод от нижней плоскости корпуса. Напряжения питания ± 6.3 В, токи потребления +1.4 А и -0.1 А, соответственно. Габариты усилителя 125 x 105 x 23 мм.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный усилитель обладает высокими электрическими характеристиками, удобен в использовании и может найти применение в различной связной аппаратуре диапазона 8 ГГц.

7.9-8.7 GHz POWER AMPLIFIER FOR RADIOLINK STATIONS WITH FREQUENCY AND QPSK MODULATION

Kistchinsky A.A., Nasyrov A.H., Svistov E.A., Krylov B.V., Pronin Y.N.
SCRRl, 20 Novaya Basmannaya St., Moscow-107066, Russia
tel. (095) 263-97-24

A 7.9-8.7 GHz hybrid power amplifier with 1.2-1.5 W saturated output power and ± 6.3 V voltage sources has been designed and tested. The amplifier consists of six stages based on GaAs FET chips with a gate width from 300 μ m to 2700 μ m, and it was produced by "Istok" Company. The output stage employs 3 FETs with an in-phase power combiner and a built-in rectifier for output level measuring. The amplifier employs an automatic control circuit for stabilization of output power level in limits of 0.75 ± 0.15 W. This value is guaranteed for input power interval from 50 μ W to 150 μ W and for temperature interval from -60°C to +70°C. The gain compression is provided below -1 dB. The stabilized output power level may be controlled by external DC voltage. It varies from 0.4 W to 1.2 W and more up to the switch-off of an automatic control circuit. The electrical and exploitation characteristics of the amplifier have been discussed.

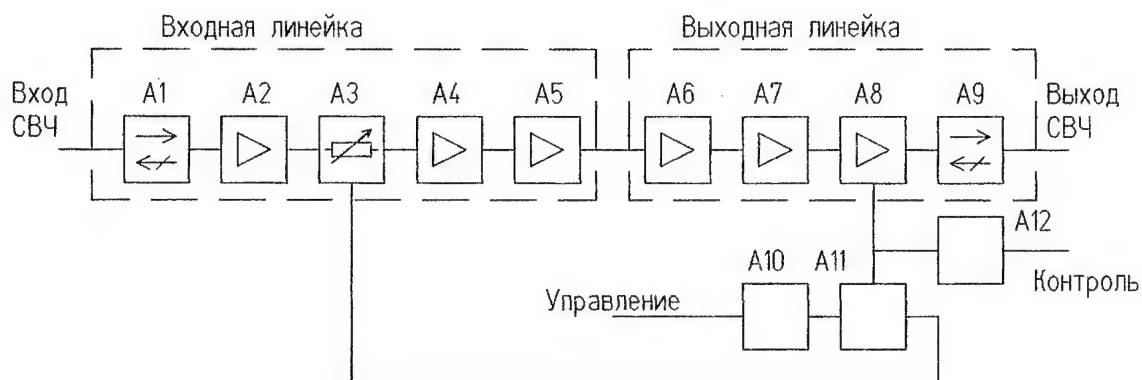


Рис.1. Структурная схема усилителя А7984Л

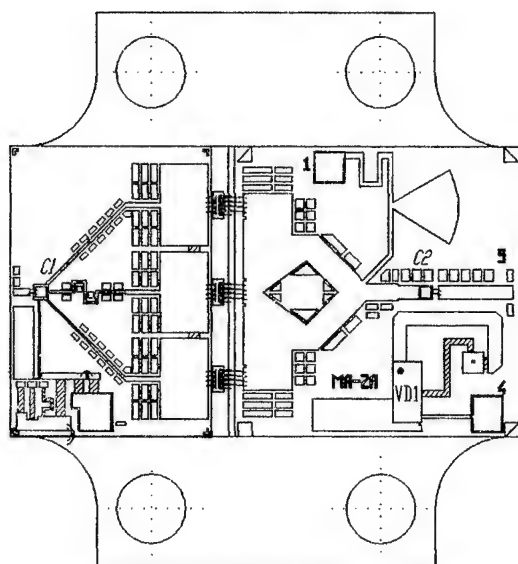


Рис.2. Конструкция выходного каскада

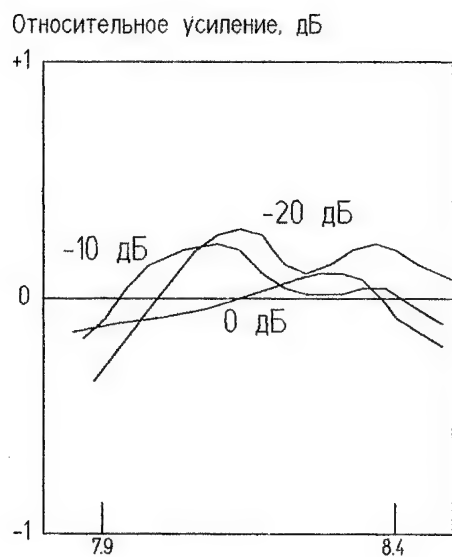


Рис.3. Характер изменения неравномерности АЧХ при регулировании усиления

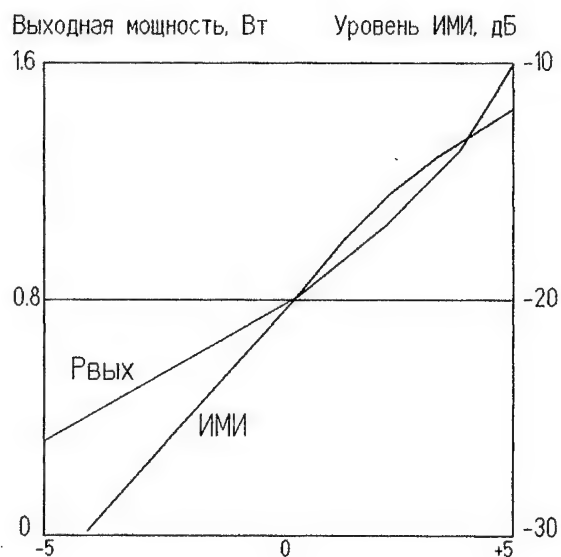


Рис.4. Зависимость выходной стабилизированной мощности и уровня ИМИ от напряжения на входе "Управление"

ТРАНСИМПЕДАНСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

С.П.Жуков, А.Т.Козлов, В.И.Хитько

Минский НИИ радиоматериалов, Кижеватова, 86, г. Минск, Беларусь

Аннотация

Представлены результаты проектирования и изготовления арсенид-галлиевого монолитного широкополосного усилителя. Усилитель оптимизирован на минимальный коэффициент шума и может быть использован как предусилитель в оптических приемниках с полосой рабочих частот до 2 ГГц.

I. Введение

Арсенид-галлиевая технология — одна из наиболее хорошо освоенных технологий производства монолитных СВЧ-схем. В литературе достаточно широко представлены результаты исследований и производства арсенид-галлиевых монолитных схем с полосой пропускания от 1 ГГц до 20 ГГц.

В диапазоне частот до 1 ГГц, как правило, используется кремниевая технология. Однако, в ряде практических применений арсенид галлия является более предпочтительным материалом, чем кремний, например, при высоких температурах и в условиях радиационных воздействий.

Первой публикацией с изложением концепции проектирования усилителей на GaAs с непосредственной связью, вероятно, является работа R.L. Tuyl [1]. Из последующих работ наибольший интерес представляет схемотехническое построение усилителей с непосредственной связью, предложенное Mauri и др. [2]. Усилитель имеет комбинацию инвертирующих и неинвертирующих каскадов. Отрицательная обратная связь и положительная связь «вперед» позволяет обеспечить стабильность усилителя и широкую полосу пропускания.

II. Проектирование

Основной проблемой при проектировании широкополосного усилителя с непосредственной связью является проблема обеспечения стабильности параметров усилителя по постоянному и переменному току. В усилителях с высоким входным импедансом эта проблема является первоочередной.

При проектировании были использованы схемотехнические решения, предложенные в работе [2]. На рис. 1 представлена принципиальная электрическая схема усилителя. Входной каскад выполнен на MESFET транзисторах (VT1, VT2) по схеме с общим истоком и активной нагрузкой. Второй каскад (VT6, VT7) выполнен по схеме с общим затвором и также имеет активную нагрузку. Первая отрицательная обратная связь (выход, R6, VT1) обеспечивает необходимый входной импеданс и усиление по току. Вторая отрицательная обратная связь (выход, VT3) стабилизирует усилитель по постоянному току и обеспечивает необходимое усиление по напряжению. Обратная связь «вперед» (вход, VT7) корректирует передаточную характеристику в области высоких частот. Элементы R1, R3, R4, R5 и Cк используются также для этой цели. Для расчета схемы был использован пакет программ моделирования СВЧ-схем.

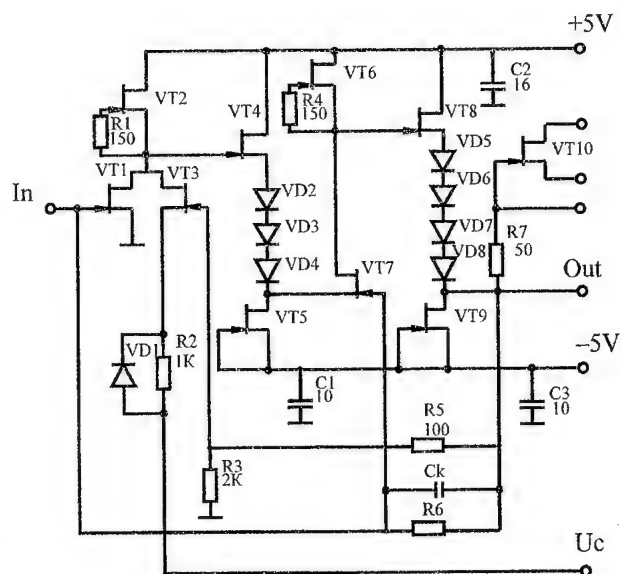


Рис.1. Принципиальная электрическая схема.

III. Изготовление

Монолитный усилитель был изготовлен на основе стандартного технологического процесса. Исходным материалом служили полуизолирующие подложки GaAs с буферным слоем, n, n^+ -слоями. Все металлические и диэлектрические слои выполнялись с помощью обратной литографии. Для создания затвора использовалась система металлизации Y/Ti и обратная литография. Этой металлизацией сформированы разводка и нижняя обкладка конденсаторов. Длина затвора составляла 0.5 мкм, а расстояние сток-исток – 2.5 мкм.

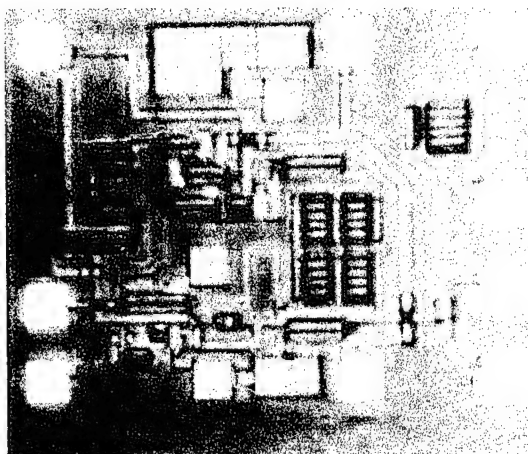


Рис.2. Кристалл усилителя.

Сток и исток формировались вжиганием системы металлов Au-Ge и Ni. Для

контактных площадок, воздушных мостов, верхних обкладок конденсаторов и металлизации сквозных отверстий использовалась система металлов Ti/Au/Ti. На рис. 2 представлен кристалл усилителя. Размер кристалла 1.2x1.4 мм.

IV. Исполнение

Кристалл разварен на микрополосковую плату из поликора, которая размещена на титановом основании (рис. 3). На рис. 4 показаны измеренные S-параметры усилителя. Усилитель обеспечивает усиление 25 дБ и имеет полосу пропускания от 0.1 ГГц до 2.0 ГГц по уровню 3 дБ. Усилитель потребляет ток 35 мА от источника питания +5 В и 25 мА от источника – 5 В.

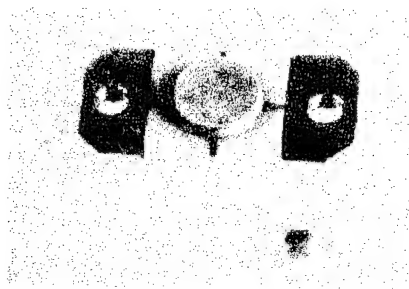


Рис. 3. Усилитель.

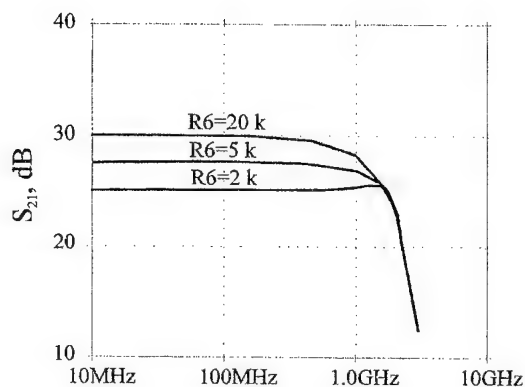


Рис. 4. S-параметры усилителя.

V. Заключение

По мнению авторов результаты этой работы позволят расширить возможности разработчиков СВЧ-устройств.

VI. Список литературы

- 1.D.P.Hornbuckle, R.L. Tuyl – «Monolithic GaAs Direct Coupled Amplifiers» IEEE Trans. On Electron Devices, pp. 175–182, Feb,1981.
2. A. Mauri, F.M.Bastida, P.A. Chiappa, M. Feudale – «Very High Performance D.C.Coupled MMIC FET Amplifiers». Proc. 20 European Microwave Conf., Sept. 1990 Budapest, pp 1761–1765.

ГИБРИДНО-МОНОЛИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ САНТИМЕТРОВОГО И ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ.

Крутов А.В., Дудинов К.В.

АННОТАЦИЯ

Представлена базовая конструкция гибридно-монокристаллического усилителя на подвешенной подложке.

Рассматриваются различные схемы малосигнальных гибридно-монокристаллических усилителей:

узкополосные - 5-10%

широкополосные - 100-200%

ультраширокополосные - более 200%,

построенные на основе базовой конструкции и единой технологии изготовления.

Приводятся СВЧ параметры различных гибридно-монокристаллических усилителей диапазона 0.1-20.0 ГГц.

ВВЕДЕНИЕ.

Наиболее распространенной конструкцией микроволновых твердотельных приборов является конструкция с использованием несимметричных микрополосковых линий передачи (НМПЛ). Это объясняется, в частности, наличием широкого спектра прикладных программ расчета таких линий и сосредоточенных элементов на их основе и метрологической оснастки, необходимой для измерения СВЧ параметров устройств на НМПЛ.

Однако, несмотря на множество преимуществ, присущим устройствам на НМПЛ, им свойственны и некоторые недостатки: в частности, с конструктивно-технологической точки зрения большую проблему представляет включение шунтирующих элементов. Это связано с тем, что экранная металлизация и сигнальный полосок находятся на разных сторонах диэлектрической подложки.

Для включения шунтирующих элементов в этом случае применяют либо заземление через край, либо заземление через металлизированные отверстия.

Заземление через край подложки имеет конечную величину и накладывает конструктивные ограничения на проектирование топологии СВЧ прибора и зачастую не позволяет оптимизировать топологию сложной схемы в пределах одной подложки.

Заземление через металлизированные отверстия позволяют расположить заземляющую точку в любой части подложки, однако требуют значительных технологических затрат и специального оборудования.

В данной работе рассмотрена конструкция гибридно-монокристаллического прибора, в котором совмещены преимущества НМПЛ в части удобства СВЧ измерений и элементов согласования на "подвешенной" подложке, что позволяет расположить на одной стороне сигнальный проводник и экранную металлизацию.

КОНСТРУКЦИЯ ПРИБОРА.

Конструкция гибридно-монокристаллического прибора представлена на рис. 1.

Конструкция прибора представляет собой микрополосковую рамку (2), экранная металлизация которой переходит в экранную металлизацию копланарной, либо квазикопланарной линии, расположенной на сапфировой подложке (3).

Соединение НМПЛ с сигнальным полоском КПЛ, осуществляется

* А.В.Крутов и К.В. Дудинов работают в ГНПП "Исток", 141120, Россия, Моск. обл., г.Фрязино, ул. Вокзальная, д. 2а

воздушной перемычкой, учитываемой при проектировании элементов согласования.

Для обеспечения независимости замедления в КПП от влияния металлизации основания (1) между сапфировой платой (3) и металлическим основанием необходим воздушный зазор, минимальная величина которого определяется диэлектрической проницаемостью платы (3).

Монтаж активного прибора осуществляется непосредственно в гибридно-монолитную плату (3), причем в качестве активного прибора могут использоваться как дискретные полупроводниковые приборы (диоды, транзисторы), так и СВЧ монолитные компоненты.

ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ГИБРИДНО-МОНОЛИТНОЙ ПЛАТЫ.

Базовый технологический маршрут изготовления гибридно-монолитной платы, представлен на рис.2.

Гибридно-монолитная плата представляет собой изолирующую подложку из сапфира, на которой методом полупроводниковой технологии изготовлены все пассивные элементы: резисторы, конденсаторы, индуктивности, линии передачи, межсоединения и контактные площадки для присоединения активных приборов.

Базовый технологический маршрут позволяет изготавливать на подложках 76 мм пассивные элементы со следующими удельными характеристиками:

резисторы 10-500 Ω/\square ,
конденсаторы 100-300 пф/мм,
проводники 0.04 Ω/\square .

Для обеспечения высокой стабильности параметров пассивных элементов применимы следующие материалы:

резисторы: Та с пассивацией SiO_2 или Ta_2O_5 ,
конденсаторы: Al с магнетронным диэлектриком SiO_2 и Ta_2O_5 толщиной ~ 0.3 мкм,
проводники: Au толщиной 2-5 мкм.

Разрешающая способность фотолитографического процесса составляет + 2 мкм.

СХЕМОТЕХНИКА УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ И ДОСТИГНУТЫЕ ПАРАМЕТРЫ.

Авторами доклада был разработан ряд малосигнальных усилительных приборов, охватывающих широкий диапазон рабочих частот в едином конструктивном исполнении с размерами 12 x 7,5 x 1,8 мм.

Параметры приборов, схемотехнические отличия приведены в таблице 1.

Благодаря прекрасным массогабаритным характеристикам и высокому уровню СВЧ параметров гибридно-монолитные приборы широко используются для построения систем связи и навигации.

Диапазоны частот	1,2-1,4	14-14,5	0,1-2,0	0,1- 6	1-12	1-20
К усил, дБ	22	14	18	10	6	5
К шума, дБ	0,7	3,0	3,0	5,0	6,0	7,0
Рвых, дБм	+13	+5	+10	+10	+10	
Материал диэлектрика	Ta_2O_5	SiO_2	Ta_2O_5	Ta_2O_5	SiO_2	SiO_2
Схемотехника	Р.С.	Р.С.	О.С.	О.С.	Р.У.	Р.У.
Активные элементы	ПТШ	ПТШ	ПТШ	ПТШ	М.С	М.С.

- Р.С. - реактивное согласование,
- О.С. - обратная связь,
- Р.У. - распределенный усилитель,
- ПТШ - кристалл полевого Ga As транзистора с барьером Шоттки,
- М.С. - монолитная Ga As схема.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные в докладе гибридно-монолитные усилители, выполненные в едином конструктивном исполнении на "подвешенной" подложке по базовому технологическому маршруту, охватывают широкий диапазон рабочих частот 0,1-20 ГГц, отличаются малыми габаритами и простотой изготовления.

Представленная конструкция находит применение для реализации различных схемотехнических решений и позволяет использовать в качестве активных элементов как кристаллы дискретных полупроводниковых приборов, так и кристаллы монолитных интегральных схем.

ЛИТЕРАТУРА.

1. Данилин В.Н. и др. "Аналоговые полупроводниковые схемы СВЧ" М. Радио и связь, 1985, стр. 38-47.

HYBRID MONOLITHIC UHF- AND SHF-BAND AMPLIFIERS FOR COMMUNICATION SYSTEMS.

Krutov A.V.

SRPC "Istok", Russia, Moscow region, Fryazino, Sportliving pr., buil.3, ap.18.

Tel.: (095) 465-86-93, Fax: (095) 465-88-93.

Dudinov K.V.

SRPC "Istok", Russia, Moscow region, Fryazino, Prospect myrah, buil.25, ap.18.

Tel.: (095) 465-86-93, Fax: (095) 465-88-93.

Abstract.

The basic design of the hybrid monolithic amplifier on the suspended substrate is presented.

There have been considered various circuits for the small - signal hybrid monolithic amplifiers, i.e.:

narrow band units: 5-10%,

wide band units: 100-200% ,

ultrawide band units: above 200%.

They have been engineered using the basic design and a common manufacturing technology.

The microwave parameters of various hybrid monolithic amplifiers designed for 0.1 to 20.0 GHz are given.

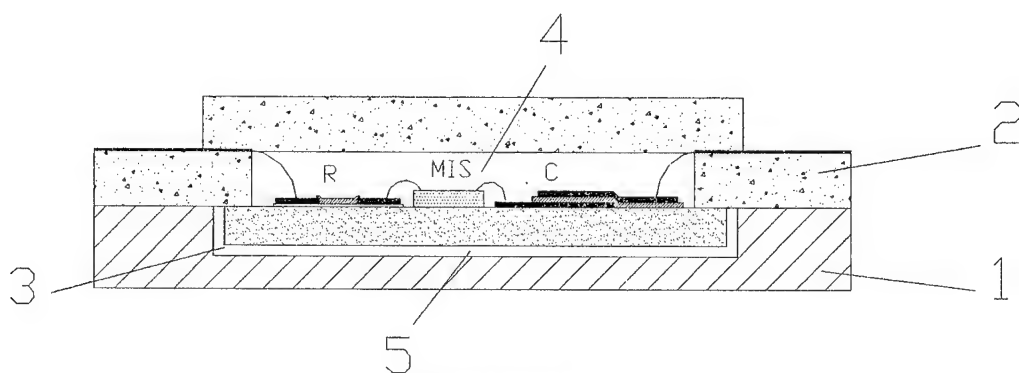


Рисунок 1.

1. Металлическое основание.
2. Микрополосковая рамка.
3. Сапфировая плата с копланарными элементами.
4. Активный прибор.
5. Воздушный зазор.

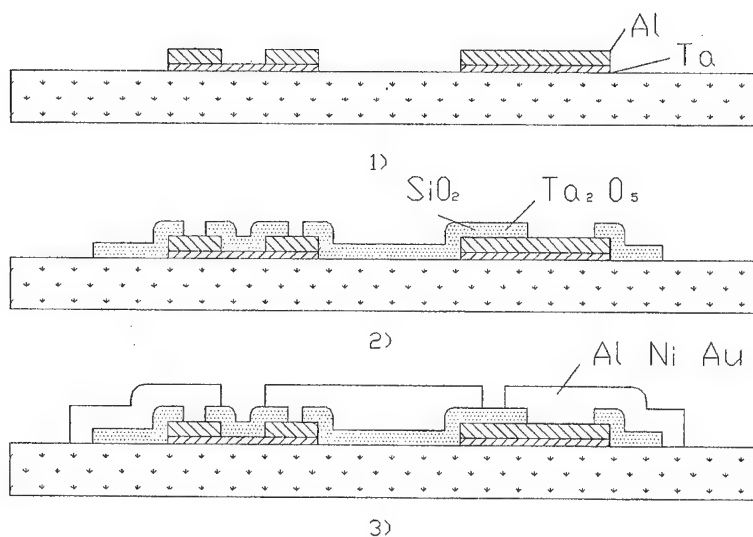


Рисунок 2.

Технология изготовления гибридно-монокристаллической платы.

ПОЛЕВЫЕ Ga As ИОННОЛЕГИРОВАННЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ И СВЯЗИ.

Крутов А.В., Митлин В.А.

АННОТАЦИЯ

Представлена базовая конструкция полевого Ga As ионнолегированного транзистора с барьером Шоттки, изготовленного с применением ионной имплантации и оптическим субмикронным Т - образным затвором.

Рассматриваются маломощные и мощные транзисторные структуры, изготовленные по базовому технологическому маршруту.

Приводятся СВЧ характеристики транзисторов с различной шириной затвора от 150 мкм до 3000 мкм, отличающиеся высокой повторяемостью СВЧ характеристик.

Достигнутые результаты:

коэффициент шума на частоте 4 ГГц - 0.5-0.7 dB,

коэффициент усиления - 16 dB,

выходная мощность - 0.5 Вт/мм,

КПД > 60%.

ВВЕДЕНИЕ.

На современном этапе развития телекоммуникационной техники возникла потребность в элементной базе с высокой повторяемостью СВЧ параметров активных приборов. Наиболее распространенным активным прибором, пригодным для построения усилительных и преобразовательных устройств, является полевой транзистор с барьером Шоттки (ПТШ).

Высокая повторяемость СВЧ параметров ПТШ особенно необходима на этапе серийного производства СВЧ аппаратуры, так как это существенно снижает трудоемкость настроечных операций, которые по разным оценкам составляют от 30 до 50% общей трудоемкости изготовления СВЧ прибора.

Как известно, существуют две основных технологии изготовления ПТШ: технология, опирающаяся на применение готовых эпитаксиальных пластин с заранее выращенными активными слоями и технология прямой ионной имплантации примеси в диэлектрическую подложку [1].

Несмотря на то, что эпитаксиальное наращивание слоев позволяет получить более совершенные с точки зрения электрофизики активные слои за счет высокой степени чистоты процесса и использования специальных структур типа НЕМТ, ионная имплантация применяется в качестве базового процесса такими ведущими корпорациями как Toshiba, Hughes, Texas Instruments. По всей вероятности это обусловлено высокой производительностью процесса имплантации, а также высокой воспроизводимостью получаемых ПТШ. Кроме того, специальные технологические приемы позволяют довести параметры ионно-легированных ПТШ (ИИПТШ) до уровня НЕМТ.

Так в [2] приведены сравнительные параметры ионнолегированных ПТШ и НЕМТ с одинаковой длиной затвора 0,4 мкм. Разброс минимального значения коэффициента шума составил:

для НЕМТ - 0,7-1,4 dB

для ИИПТШ - 0,8-1,2 dB,

¹ * А.В.Крутов и В.А.Митлин работают в ГНПП "Исток", 141120, Россия, Моск. обл., г.Фрязино, ул. Вокзальная, д. 2а

причем процентное распределение минимального шума в НЕМТ приблизительно равномерное $\sim 15\%$ во всем диапазоне разброса, а для ИИПТШ в допуск 0,9-1,0 dB попадает более 60% транзисторов.

В данном докладе рассматривается базовая конструкция ИИПТШ, изготовленного методом оптической литографии с субмикронным Т-образным затвором, позволяющая реализовать как малошумящие, так и мощные транзисторные структуры.

БАЗОВАЯ КОНСТРУКЦИЯ И ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ИИПТШ.

Технологический маршрут изготовления ИИПТШ изображен на рис.1.

Изготовление ИИПТШ начинается с формирования Al (1) маски под канал и легирования ионами кремния п областей с энергией $E=130$ КЭВ $D=6 \cdot 10^{13}$ ион/см².

После этого маска удаляется и легируется канальная область в зависимости от назначения транзистора - малошумящий или мощный с параметрами легирующей примеси: $E=50$ КЭВ - для малошумящих транзисторов и 100 КЭВ для мощных транзисторов. Доза легирующей примеси составляет $D=6 \cdot 10^{12}$ ион/см² (2).

Омические контакты формируются традиционным методом взрыва Au Ge Ni Au с последующим вжиганием; изоляция активных областей ионной имплантацией В⁺ с энергией 50 КЭВ (3).

Формирование затвора происходит в два этапа: напылением подслоя Ti - 0,15 мкм на всю пластину, взрывное селективное напыление Al=0,7 мкм с последующим травлением Ti. Такая последовательность операций обеспечивает хорошую адгезию подслоя за счет напыления его на чистую пластину при высокой температуре, а также формирование Т-образного затвора за счет контролируемого подтравления подслоя (4).

Последующие этапы изготовления включают в себя пассивизацию активного слоя полиимидом толщиной 0,5 мкм (5) и формирование верхнего уровня металлизации Ti Ni Au контактных площадок транзистора и объединения истоковых и стоковых электродов во встречноштыревой структуре (6).

Применение вышеперечисленных слоев металлизации обусловлено совместимостью данных материалов с полупроводниковыми слоями омического и барьерного контактов, их хорошей адгезией к подложке и высокой электропроводностью, необходимой для снижения паразитных сопротивлений.

Наличие изоляции из полиимида позволяет формировать сложные топологические структуры приборов в двух уровнях металлизации с высокой электрической прочностью изоляции.

Пассивация канала необходима для получения долговременной стабильности характеристик приборов.

КОНСТРУКЦИЯ ИИПТШ И ДОСТИГНУТЫЕ ПАРАМЕТРЫ.

На основе базового технологического процесса были изготовлены малошумящие и мощные ИИПТШ с различной шириной затвора, серия FFN, FFP. При этом длина канала малошумящих ИИПТШ составляет 2,0 мкм, мощных - 3,5 мкм.

Удельная крутизна малошумящих ИИПТШ составляет 180 мс/мм, мощных - 100 мс/мм.

На рис.2 приводятся топологии и СВЧ параметры серии ИИПТШ.

На рис.3 приведено распределение статических и динамических характеристик транзистора FFP-850 по пластине.

Анализ характеристик показывает высокую воспроизводимость как статических, так и СВЧ параметров, изготовленных по базовому технологическому маршруту ИИПТШ.

ЛИТЕРАТУРА.

1. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления: Пер. с англ. /Под ред. Д.В. Ди Лоренцо, Д.Д.Канделуола. - М. Радио и связь, 1988 г. Стр 38-76.

2. K.Hosodi, et al. "Super Low-noise self-aligned Ga As MESFET with noise figure of 0,87 dB at 12 GHz". IEEE MTT'S Digest pp.1257-1260 May, 1990.

ION-DOPED SHF-BAND GaAs MESFETs FOR NAVIGATION AND COMMUNICATION SYSTEMS.

Krutov A.V.

SRPC "Istok", Russia, Moscow region, Fryazino, Sportliving pr., buil.3, ap.18.
Tel.: (095) 465-86-93, Fax: (095) 465-88-93.

Mitlin V.A.

SRPC "Istok", Russia, Moscow region, Fryazino, Prospect myrah, buil.22, ap.95.
Tel.: (095) 465-86-93, Fax: (095) 465-88-93.

Abstract.

The basis design of the Schottky barrier Ga As FET manufactured using ion implantation and an optical submicron T - shaped gate is presented.

There have been considered low - noise and high - power transistor structures fabricated according to the basic technological route.

The microwave parameters of the transistors having various gate widths (150 to 3000 μm) and featuring high repeatability of the microwave parameters.

The results obtained are:

Noise Figure at 4 GHz:	0.5 - 0.7 dB,	Output Power	: 0.5 w/mm,
Gain	: 16 dB,	Efficiency	: > 60%.

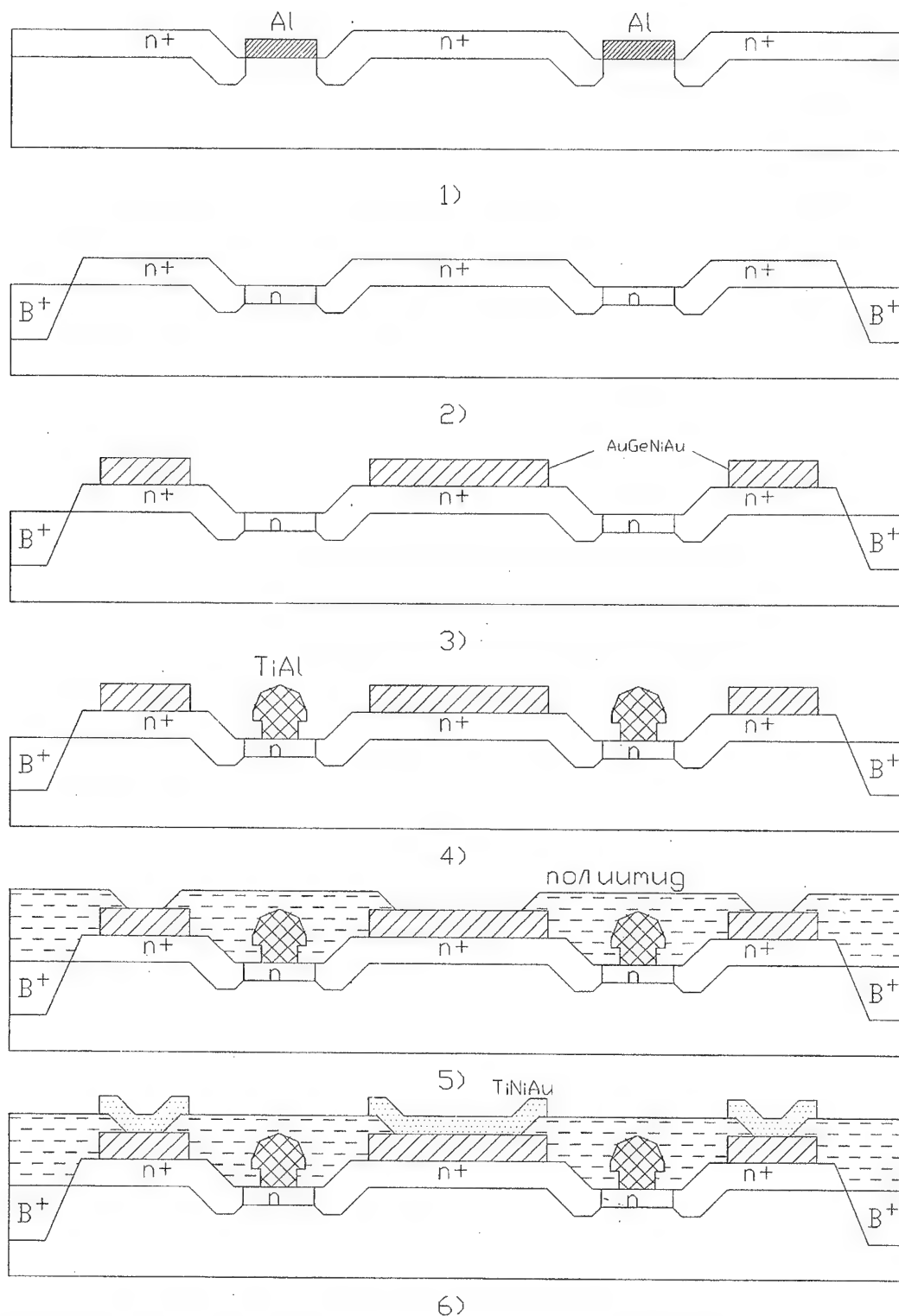
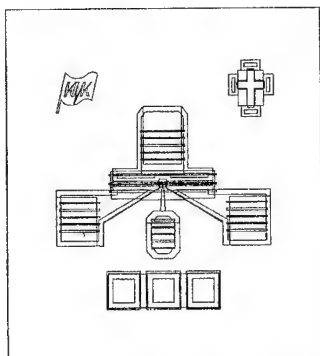


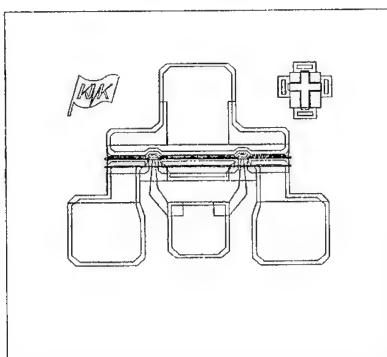
Рис.1 Базовый технологический маршрут изготовления ИИПТШ.

FFN-150



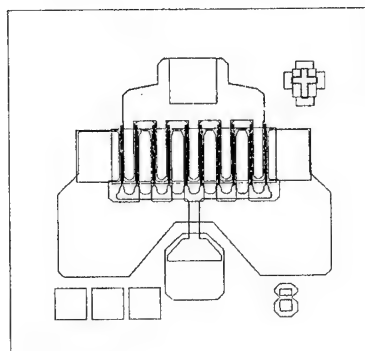
$f=12\text{ГГц}$
 $K_{ш}=1,4\text{ dB}$
 $K_p=12\text{ dB}$

FFN-200



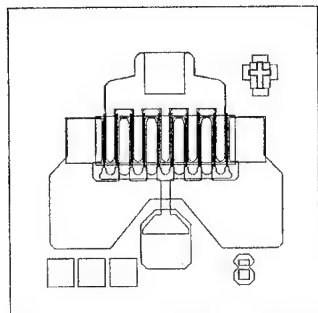
$f=8\text{ГГц}$
 $K_{ш}=1,2\text{ dB}$
 $K_p=12\text{ dB}$

FFN-850



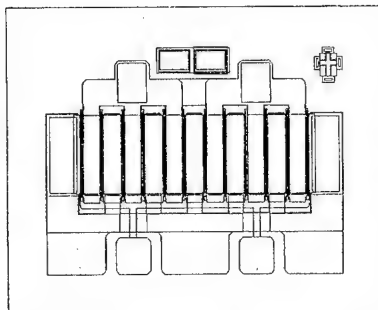
$f=4\text{ГГц}$
 $K_{ш}=0,7\text{ dB}$
 $K_p=16\text{ dB}$

FFP-850



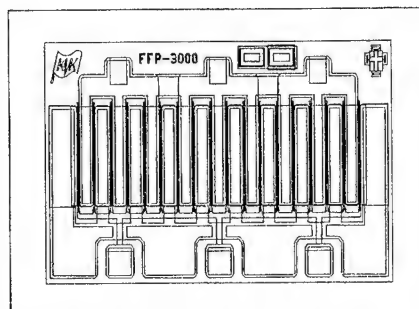
$f=8\text{ГГц}$
 $K_p=9\text{ dB}$
 $P_{\text{ВЫХ}}=0,4\text{ Вт}$

FFP-1500



$f=10\text{ГГц}$
 $K_p=8\text{ dB}$
 $P_{\text{ВЫХ}}=0,6\text{ Вт}$

FFP-3000



$f=6\text{ГГц}$
 $K_p=7\text{ dB}$
 $P_{\text{ВЫХ}}=1,2\text{ Вт}$

Рис.2. Топологии и характеристики ИИПТШ.

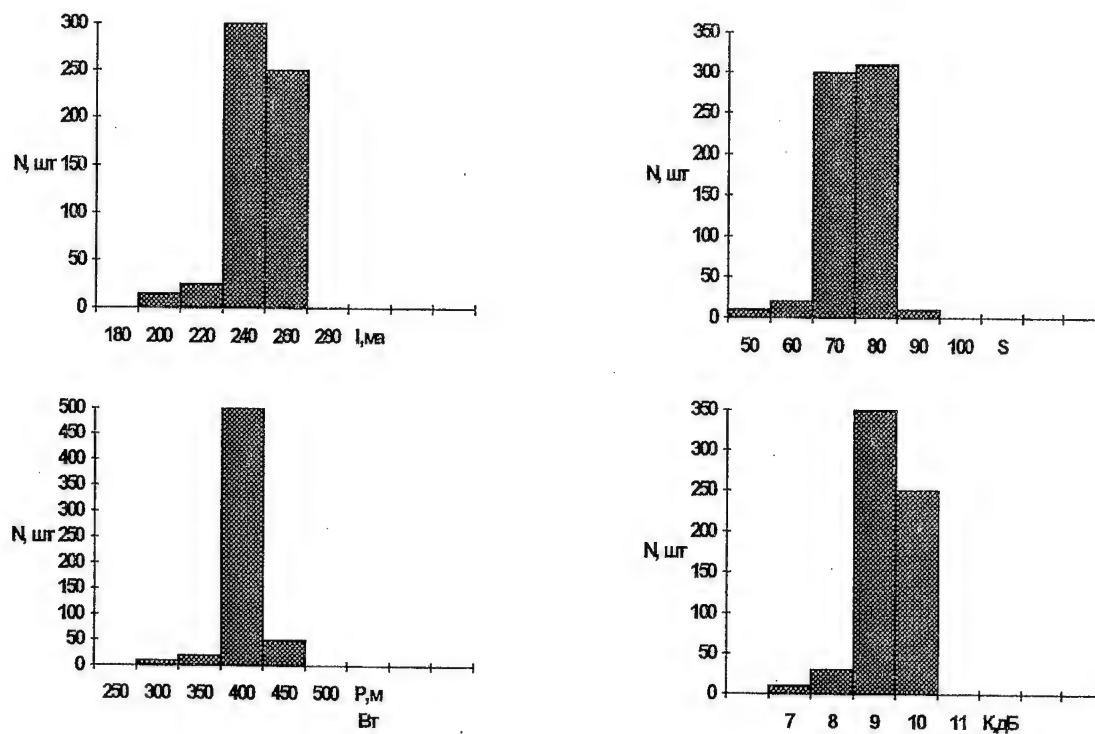


Рис.3. Распределение статических и динамических характеристик FFP-850 по пластине.

20-Ваттный усилитель мощности С-диапазона.

Аболдуев И.М., Алкеев Н.В., Кушненико И.И., Миннебаев В.М.
НИИ "Пульса",
105187, Москва, Россия, Окаужной п. 27,
факс. 095-366-55-83

Аннотация. В статье представлены результаты проектирования и изготовления усилителя мощности С-диапазона, применяемого в станциях спутниковой связи. Параметры усилителя: рабочая полоса частот 5,9-6,4 ГГц, $P_{\text{вых}}=20$ Вт, коэффициент усиления 43 дБ, неавтоматический коэффициент усиления не более 1,0 дБ, интегральные искажения 3-го порядка не хуже -30 дБ, КПД > 22 %.

Усилитель изготовлен на базе транзисторов, выпускаемых заводом "Пульса".

1. Введение.

Развитие современных систем спутниковой и наземной связи невозможно без СВЧ усилителей мощности с высокими КПД и коэффициентом усиления. Этим требованиям в полной мере соответствуют усилители мощности на арсенидгаллиевых полевых транзисторах, модернизация которых позволяет своевременно улучшать параметры усилителей.

В качестве активных элементов всех представленных в данной статье ГИС и усилителя мощности С-диапазона использованы отечественные ПТБШ АП608, АП604, АП602, АП910, А796Б, выпускаемые заводом "Пульсар". S-параметры каждого ПТБШ были измерены методом "тест-плат" [1]. Измеренные параметры использованы для проектирования всех усилительных модулей.

2. Проектирование и изготовление усилителя.

Рабочая полоса частот разработанного усилителя мощности С-диапазона - 5,9-6,4 ГГц. Усилитель мощности состоит из предварительного и окончательного усилителей мощности. Предварительный усилитель мощности включает в себя три ГИС [2], а окончательный изготовлен на базе внутрисогласованных транзисторов.

Первая ГИС УМ200 изготовлена на GaAs ПТБШ АП608 с шириной затвора 280 мкм и АП604 с шириной затвора 2х280 мкм установленных на коваровом основании (22х22х0,8 мм) в разрыв между поликорковыми платами ($h=0,5$ мм). Внешний вид ГИС УМ200 представлен на рис.1. Двухкаскадный УМ200 обладает типовым коэффициентом усиления 20,5 дБ с выходной мощностью более 200 мВт при компрессии коэффициента усиления 1 дБ. Входной КСВ ГИС менее 2,4. Питательные напряжения УМ200 в режиме максимальной отдаваемой мощности составляют +8В (120 мА) и -3В (6 мА).

Вторая ГИС УМ800, спроектированная по балансной схеме с мостами Ланге, изготовлена на GaAs ПТБШ АП602 с общей шириной затвора 4х1000 мкм. Размеры ГИС составляют 22х22х1,6 мм. Внешний вид ГИС УМ800 представлен на рис.2. УМ800 обладает типовым коэффициентом усиления 6,5 дБ с выходной мощностью более 800 мВт при компрессии коэффициента усиления 1 дБ. Входной КСВ ГИС менее 2,0. Питательные напряжения УМ800 в режиме максимальной отдаваемой мощности составляют +8В (400 мА) и -3В (6 мА).

В третьей ГИС УМ2500, спроектированной так же по балансной схеме, использованы GaAs ПТБШ АП910 с общей шириной затвора 4х4500 мкм. Размеры ГИС составляют 22х22х1,6 мм. Внешний вид ГИС УМ2500 представлен на рис.3. УМ2500 обладает типовым коэффициентом усиления 6,0 дБ с выходной мощностью более 2,5 Вт при компрессии коэффициента усиления 1 дБ. Входной КСВ ГИС менее 2,0. Пи-

тающие напряжения УМ2500 в режиме максимальной отдаваемой мощности составляют +8В (1.46А) и -3В (6мА).

Предварительный усилитель мощности включает в себя три ГИС. ГИС усилителей мощности расположены на едином коваровом основании в двух электрически разделенных герметичных объемах. Внешний вид предварительного усилителя со снятыми крышками приведен на рис.6. Частотные характеристики усилителя приведены на рис.4. Выходная мощность усилителя составляет 2,5Вт в диапазоне частот от 5.9ГГц до 6.5 ГГц. Напряжения питания +8В (2.0А), -3В (20мА), КПД=16%. Габариты усилителя 125х30х8 мм. Усилитель приворачивается к радиатору на винтах, соединение с входным и выходным СВЧ-трактом осуществляется через отрезки жесткого коаксиального кабеля.

Предварительный усилитель мощности в случае необходимости может быть использован как самостоятельное устройство.

Оконечный усилитель мощности изготовлен на внутрисогласованных транзисторах А796Б. Усилитель представляет собой медное основание с установленными на ней платой делителей-сумматоров и шестью транзисторами. Сумматоры в виде кольцевых делителей мощности, цепи согласования и подачи питания изготовлены на фторопластовой подложке толщиной 0.5мм. Коэффициент усиления усилителя $K_{ур}=10\text{дБ}$, выходная мощность $P_{вых}=20\text{ Вт}$ при компрессии коэффициента усиления 1 дБ. Напряжения питания +8В (8 А), -3В (20мА), КПД=32%.

Усилитель мощности представляет собой герметичный блок с коаксиальными входом и выходом, обладающий разветвленным теплоотводом и снабженный вентилятором для увеличения теплоотдачи. В корпусе усилителя расположены предварительный и оконечный усилители мощности, детектор выходной мощности, а так же плата стабилизации режимов (ПСР) ГИС. ПСР обеспечивает стабилизированные напряжения применяемых в усилителе ГИС +8В, -3В, защиту транзисторов от бросков питающих напряжений, неправильной последовательности подачи питающих напряжений, а так же производит включение вентилятора, обеспечивающего дополнительное охлаждение теплоотвода, при температуре корпуса более 70С и последующее отключение подачи напряжений питания при превышении температуры корпуса усилителя более 80С. Входные питающие напряжения ПСР +9В, -9В.

Внешний вид усилителя мощности со снятой крышкой представлены на рис.6. Частотные характеристики усилителя приведены на рис.5. Уровень интермодуляционных искажений третьего порядка, измеренный методом двухтонового сигнала при отличии частот входных сигналов 10МГц и их суммарной мощности $P_{вх\Sigma} = 0.15 \cdot P_{вх}$ ном составил менее -30дБ в рабочей полосе частот.

3. Заключение.

Разработан 20-ваттный усилитель мощности С-диапазона со следующими параметрами: рабочая полоса частот 5,9-6,4 ГГц, $P_{вых}=20\text{ Вт}$, коэффициент усиления 43 дБ, неравномерность коэффициента усиления не более 1,0 дБ, интермодуляционные искажения 3-его порядка не хуже -30 дБ, КПД > 22 %.

Усилитель может быть использован в аппаратуре спутниковой и наземной связи.

4. Литература.

- [1] - Глазков Г.Н., Шауро Г.С. "Измерение импедансов транзисторов КТ919 в диапазоне 1-2 ГГц методом тест-плат." - Электронная техника, 1978, Сер.1, вып.7, с.93-99.
- [2] - И.М. Аболдуев, Н.В. Алкеев, В.М. Миннебаев "5-ваттный усилитель мощности С-диапазона." - Материалы 2-ой Международной конференции и выставки "Спутниковая Связь", Москва, 1996.

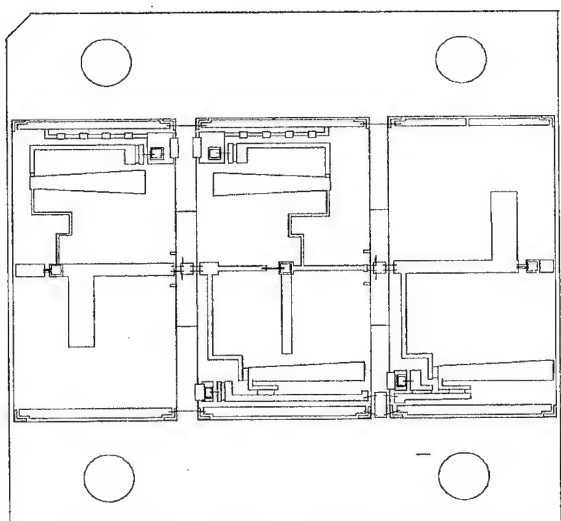


Рис.1. ГИС УМ200

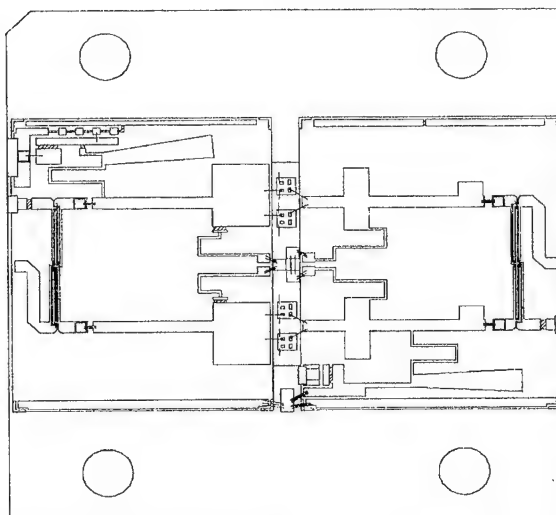


Рис.2. ГИС УМ800

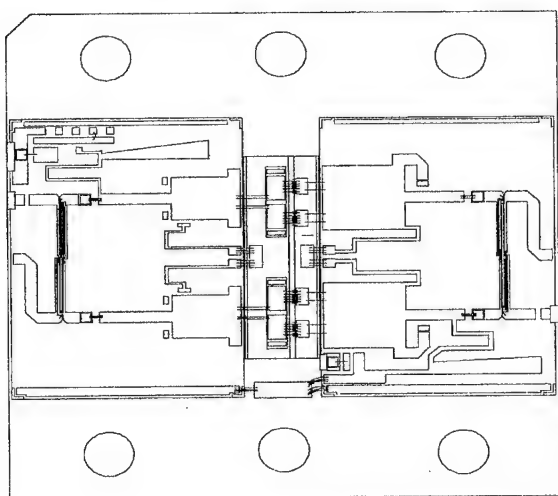


Рис.3. ГИС УМ2500

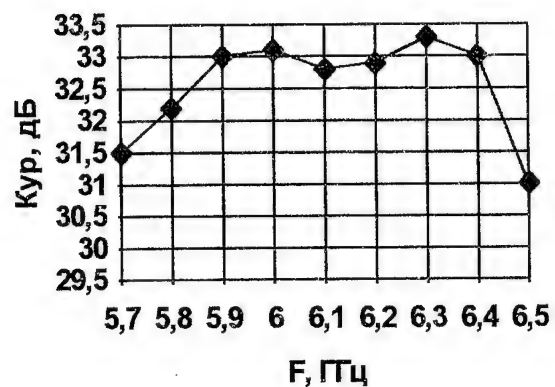


Рис.4. Частотные характеристики 2,5-ваттного предварительного усилителя мощности.

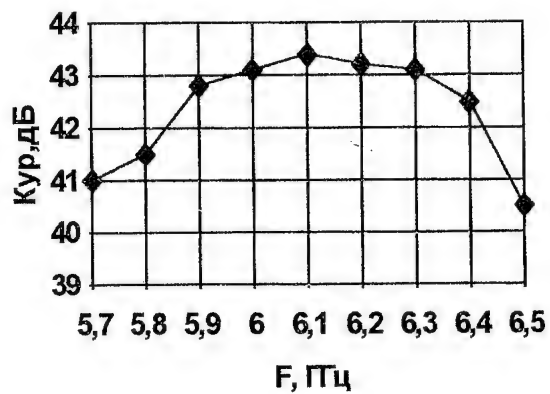
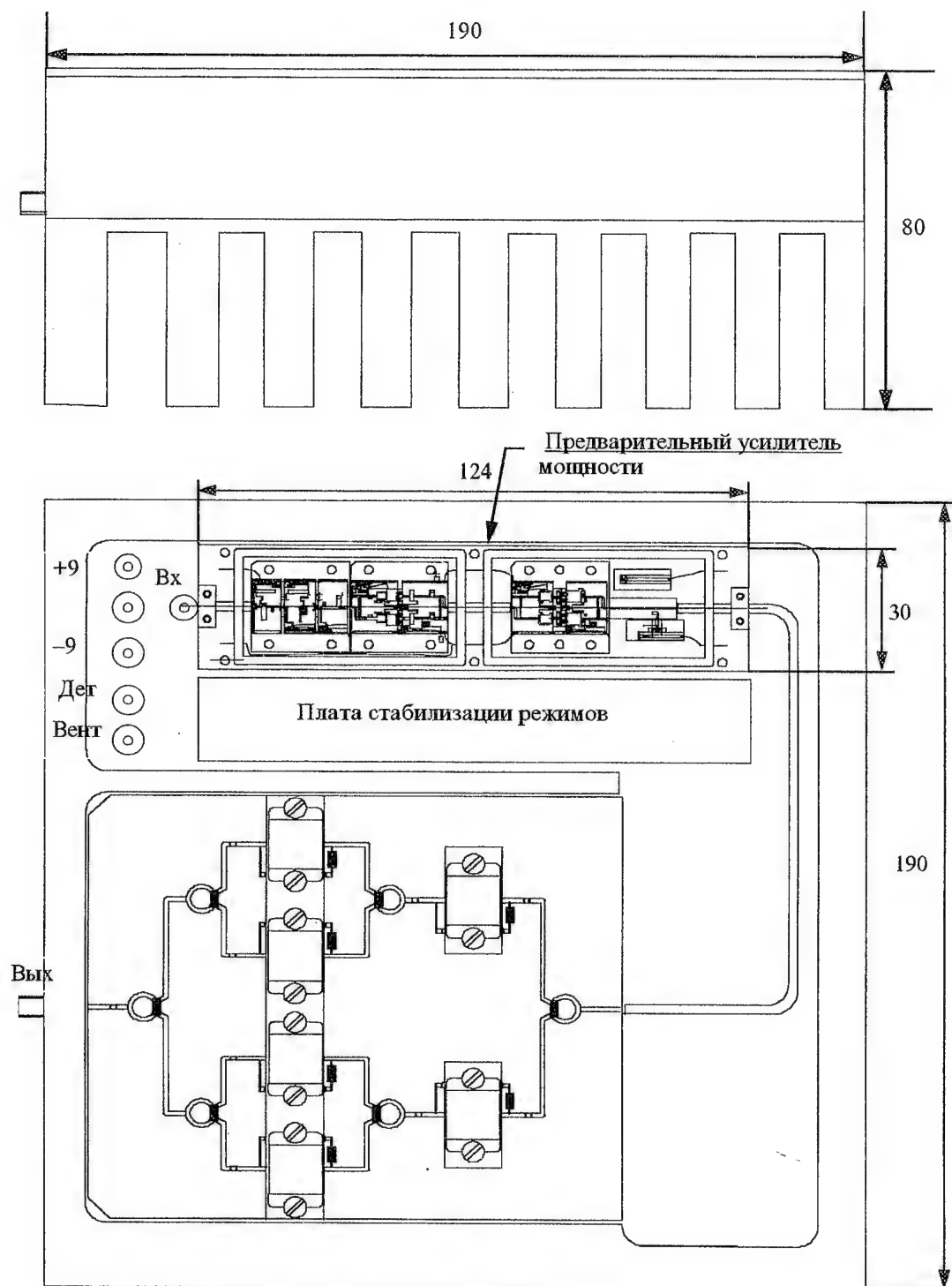


Рис.5. Частотные характеристики 20-ваттного усилителя мощности.



**Рис.6. Внешний вид 20-ваттного усилителя мощности
(без вентилятора).**

ВОЛНОВОДНО-ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МАЛОШУМНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ПТШ

В.Н.Кочетков, Г.А.Кузнецов
НПП "Салют": 603107, г. Н.Новгород, ул. Ларина, 7.

АННОТАЦИЯ

Использование унипланарной конструкции ГИС СВЧ на волноводно-щелевой линии позволяет упростить и максимально оптимизировать процесс регулировки и изготовление приемо-преобразовательных модулей в трехсантиметровом и восьмимиллиметровом диапазонах волн. Цепочечное соединение однокаскадных усилителей в составе модуля обеспечивает коэффициент усиления модуля до 60 дБ при коэффициенте шума 2.5÷3.0 дБ в зависимости от диапазона рабочих частот.

Модули выполняются в гибридном и монолитно-интегральном исполнении. Рассмотрены перспективы повышения диапазона рабочих частот и снижения коэффициента шума.

1. ВВЕДЕНИЕ

При разработке и проектировании малошумящих усилителей на транзисторах - МШТрУ - в коротковолновом сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн имеют место значительные конструктивно-технологические трудности, обусловленные переходом на новую элементную базу.

Достижение предельно высоких шумовых параметров и коэффициента усиления оказалось возможным при использовании в указанных диапазонах волн линий волноводно-щелевого типа - ВЩЛ.

II. К РАСЧЕТУ ПАРАМЕТРОВ ВЩЛ

Существует, как известно, два уровня анализа и расчета параметров линий и типичных неоднородностей в них. Согласно первому уровню линии считаются в квази-Т приближении, а неоднородности - на основе простых эквивалентных схем: П- или Т-образных четырехполюсников. Эти методы широко используются при расчете характеристик обычных микрополосковых линий на относительно низких частотах СВЧ-диапазона.

Более полная и достоверная информация получается на основе второго подхода - при использовании электродинамических моделей по результатам численного счета. Медленная сходимости рядов, низкая производительность счета затрудняет проведение анализа и синтеза при решении оптимизационных задач, в частности при расчете параметров модулей.

Сложность аналитических моделей даже при расчете характеристик обычной несимметричной МПЛ возрастает при учете свойств реальной МПЛ: конечной толщины полоскового проводника, шероховатости поверхности, наличия боковых стенок и экрана, корпуса волновода.

Волноводно-щелевые линии за исключением асимметричного случая ("антипода") характеризуются проработанными моделями - по крайней мере в двумерном приближении.

При расчете волноводно-щелевых линий (рис. 1а) использовано несколько разработанных ранее программ. Программа FLAS применена при расчете критических частот собственных волн типа HE при заданных геометрических размерах и параметрах заполнения. Этот режим необходим для оценки одномодового диапазона работы ВЩЛ. Проводится также расчет замедления и волнового сопротивления. На основе этих данных оптимизируется значение ширины щели при заданных параметрах заполнения и размерах волновода.

Расчет коэффициентов замедления и критической частоты проводился в трехмиллиметровом диапазоне ($f \approx 95$ ГГц) волн по двум программам. Получено: по программе FLAS - постоянная замедления $\beta = 2.3$, критическая частота низшей моды - 173,4 ГГц; по программе SUPERCOMPACT $\beta = 2.28$, критическая частота - 170,1 ГГц.

На рис. 1б приведены расчетные значения погонного затухания в диапазоне частот 85÷9.5 ГГц. Результаты расчетов оформлены в виде графиков и таблиц в составе машинного справочника.

III. КОНСТРУКЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Схематический чертеж усилителя восьмимиллиметрового диапазона показан на рис. 2. Положительной особенностью конструкции по сравнению с модулем на МПЛ является отсутствие необходимости контактного совмещения полосковых проводников, что значительно упрощает покаскадную регулировку усилителей и сборку модуля в целом. В конструкции отсутствуют трансформаторы типов волн и переходы от волноводного тракта к МПЛ или коаксиальной, что способствует снижению потерь и коэффициента шума.

При регулировке модуля отпадает необходимость в применении специальных присоединительных устройств, включаемых обычно в волноводные тракты. В схеме отсутствуют развязывающие и блокирующие СВЧ конденсаторы.

Конструкция модуля допускает применение подложек разных полимерных материалов. Конструкция усилителя защищена патентами РФ [1].

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе рассмотренных технических решений разработаны и в рамках мелкосерийного производства выпущены следующие изделия:

маломощные усилители и усилители-преобразователи в диапазоне частот 9÷39 ГГц, ($K_{ш} = 2÷4.5$ дБ) - 7 частотных литер;

- радиометрический приемник прямого усиления восьмимиллиметрового диапазона длин волн ($K_u = 55$ дБ), радиометрический $K_{ш}$ с выхода не более 4.5 дБ;

- приемник прямого усиления восьмимиллиметрового диапазона для системы телеметрии (тангенциальная чувствительность не хуже 124 дБ/Вт).

Все изделия отвечают жестким требованиям устойчивости к механическим и климатическим воздействиям и имеют высокую надежность.

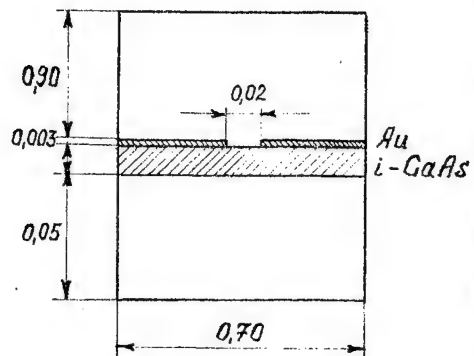
ЛИТЕРАТУРА

1. Патент РФ № 1734560, патент РФ № 1734561, патент № 1732801.
Авторы: Кочетков В.Н., Кузнецов Г.А.

LOW-NOISE FIN-LINE MESFET AMPLIFIERS

Kochetkov V.N., Kuznetsov G.A.
Salut Co., 7 Larin St., Nizhny Novgorod-603107, Russia
tel. (8312) 66-13-96, fax (8312) 66-50-20

Using of the uniplanar construction of the microwave hybrid ICs allows to simplify and optimize the adjustment and production of the receive-convert modules for the 3-cm and 8-mm wavelengths. Cascading of one-stage amplifiers of a module ensures the gain up to 60 dB at the noise figure of 2.5-3.0 dB depending on the operating frequency range. The modules are available in the hybrid and monolithic versions. The ways for increasing the operating frequency and lowering the noise figure are considered.



$$f_{\text{род.}} = 85 \div 95 \text{ ГГц}$$

$$Z_0 = 50,35 \text{ Ом}$$

Рис. 1а

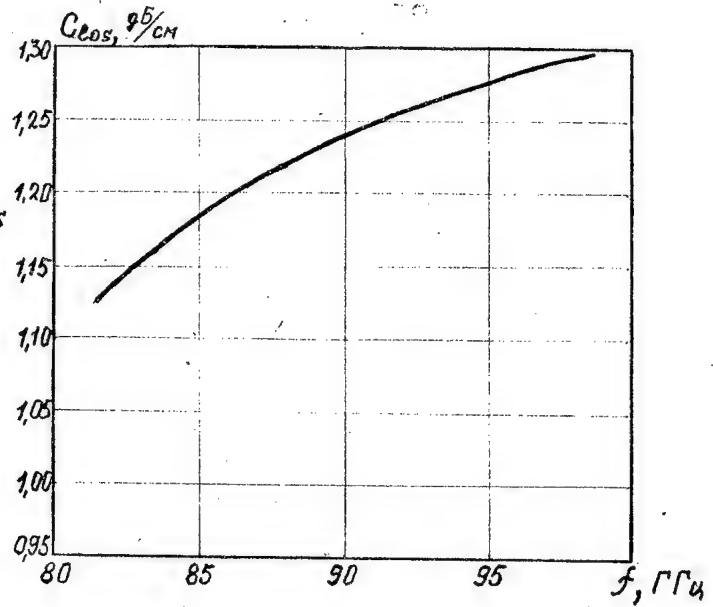


Рис. 1б

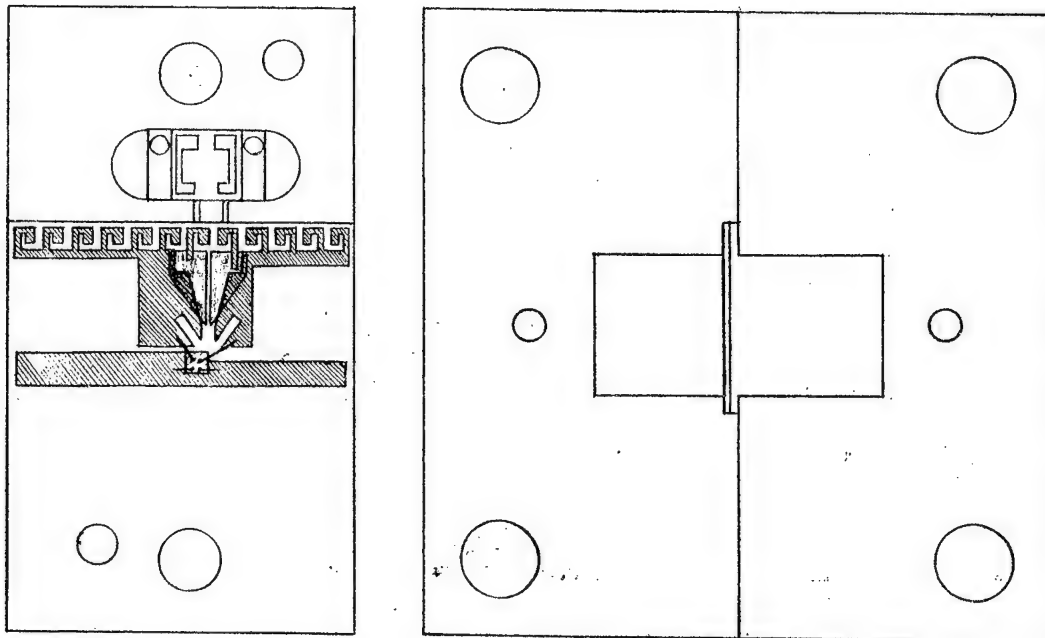


Рис. 2

УСИЛИТЕЛИ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ

В.П.Осипов

НПП "Салют": 603107, г. Н.Новгород, ул. Ларина, 7.

АННОТАЦИЯ

На основе бескорпусных ПТШ с разной шириной затвора разработаны и поставляются изделия - усилители средней мощности. Для диапазона частот от 4 до 37 ГГц предлагается ряд конструктивно-технологических вариантов и модификаций с различными коаксиальными и волноводными входами и выходами.

В длинноволновой части сантиметрового диапазона мощность на выходе достигает 2 Вт.

Разработаны не имеющие аналогов герметичные корпуса с металlostеклянными переходами, заполненные инертным газом, которые обеспечивают механическую и климатическую устойчивость при внешних воздействиях (ударопрочность соответствует 500~800 g).

I. ВВЕДЕНИЕ

Основными требованиями к усилителям средней мощности СВЧ-УМ, используемым в радиорелейных станциях, являются величины потребляемой и выходной СВЧ мощности, полоса рабочих частот, температурный диапазон и надежность.

При разработке УМ следует выделить несколько взаимосвязанных задач:

Физико-технологическая, предполагающая разработку собственно транзисторных структур, отвечающих требованиям диапазонов частот, температур и рассеиваемых мощностей.

Конструктивно-технологическая - предполагает разработку базовых, по возможности универсальных конструкций корпусов, теплоотводящих плат и т.п.

Моделирование и САПР УМ - предполагает создание моделей нелинейных устройств и завершается разработкой топологии устройства.

Испытания и контроль параметров - важнейший этап на стадии выпуска опытной партии и освоения изделий в производстве.

Попытаемся дать краткую характеристику отдельных этапов разработки:

II. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В обеспечение многообразных требований к изделиям разработана серия транзисторов - ПТШ с длинами затворов 0.4 ± 0.7 мкм. Ширина затвора изготовленных транзисторов была различной в зависимости от диапазона частот и величины мощности на выход - 300, 600, 1200, 2400 мкм. При разработке ПТШ обращалось особое внимание на качество исходного эпитаксиаль-

ного материала с тем, чтобы обеспечить высокие напряжения пробоя и большие токи насыщения стока. Напряжение пробоя исток-сток, существенно зависящее от структуры ПТШ, определяется величиной плотности тока насыщения стока. Оптимальная плотность тока на 1 мм ширины затвора равна $300 \div 350$ мА. На высоких частотах уровень легирования структуры оказывается более критичным.

Использованы методы термического и магнетронного напыления золота, никеля и золота-германия. Рисунок элементов транзистора получен с помощью контактной и электронной литографии, а также ионно-химического, химического и плазменного травления.

На основе расчетных и экспериментальных данных - по результатам измерения S-параметров структур - разрабатывается топология схем согласования по входу и выходу, для чего рассчитывается схема трансформации пятидесятиомной нагрузки на входе в область импеданса (обычно $2 \div 6$ Ом).

Топология усилителя выбирается с учетом реализации устройства на малой площади - высокой степени интеграции, а также возможности простой экспериментальной доводки до требуемых параметров. Элементы согласования выполнялись на дискретных чип-элементах.

Вольтамперные характеристики ПТШ представлены на рис. 1. Схема усилителя мощности диапазона частот $18 \div 20$ ГГц показана на рис. 2. Мощность на выходе ≥ 200 МВт при входной мощности $0.3 \div 1.5$ МВт. Коэффициент стоячей волны входа и выхода не более 2.0. Усилитель работает на узкополосные фильтры с КСВ ≤ 2.5 в полосе 1.5 % и имеет коаксиальный вход типа СРГ-751Ф и волноводный выход сечением 11×5.5 .

На рис. 3 показаны зависимости мощности на выходе от частоты при разных рабочих температурах. Уменьшение мощности на выходе соответствует температурным зависимостям ВАХ ПТШ.

Конструктивно усилитель собран в корпусе, составляющем единое целое с коаксиально-волноводным переходом. К каркасу корпуса крепятся отдельные платы. Выход усилителя - волновод соединяется с УМ через коаксиально-волноводный переход. Собственно усилитель выполнен в металлокерамическом герметичном корпусе с размерами $24 \times 18 \times 6$ мм. Герметизация этого корпуса лазерной сваркой с одновременным заполнением объема инертным газом предохраняет активную область структур ПТШ и поверхность пассивных элементов от деградации в условиях повышенной влажности и агрессивных сред. Входы и выходы СВЧ сигнала выполнены в виде штырей, впаянных в основание корпуса через стеклянные изоляторы. Применяемые переходы обеспечивают согласованный режим с $\text{КСВ} < 1.25$.

Сборка изделия состоит из этапов:

- размещение и групповая пайка пассивных элементов;
- установка активных элементов;
- монтаж проволочных межсоединений. Разводка проводится на установках микроконтактной сварки.

В заключение приводим сводные параметры УМ сантиметрового диапазона:

- | | |
|-----------------------------------|-----------------------|
| - Диапазон частот, ГГц | - 4÷16 ; |
| - Ширина полосы, % | - 10÷15; |
| - Выходная мощность | - до 300 МВт и более; |
| - Коэффициент усиления, дБ | - 20÷35; |
| - КСВН входа и выхода | - 1.7; |
| - Напряжение питания, В | - +7, -3; |
| - Потребляемый ток, мА | - 400; |
| - Минимальная наработка на отказ, | - 10000; |
| - Диапазон рабочих температур, °С | - -50, +70; |
| - Типичные габаритные размеры, мм | - 52×48×35; |
| - Масса, г | - 100 |

MESFET MEDIUM POWER AMPLIFIERS

Osipov V.P.

Salut Co., 7 Larin St., Nizhny Novgorod-603107, Russia

tel. (8312) 66-13-96, fax (8312) 66-50-20

On the base of the packageless MESFETs with different gate widths the medium power amplifiers of various constructive modifications in the frequency band from 4 to 37 GHz have been developed and manufactured. The CW output power up to 2 W is achieved in the centimeter wave range. The used hermetic packages with metal-glass transistors are filled with inert gas and make them rugged and environmentally stable (shock resistance corresponds to 500-800 g). The devices have no analogs in Russia.

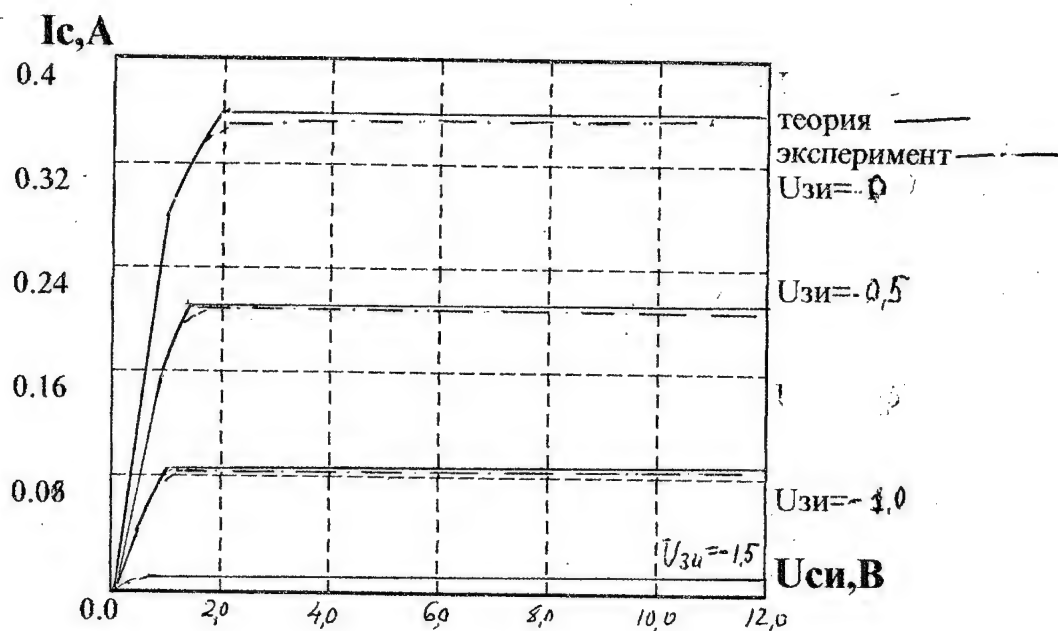


Рис 1 Вольт-амперные характеристики ПТШ с шириной затвора 1200 нм

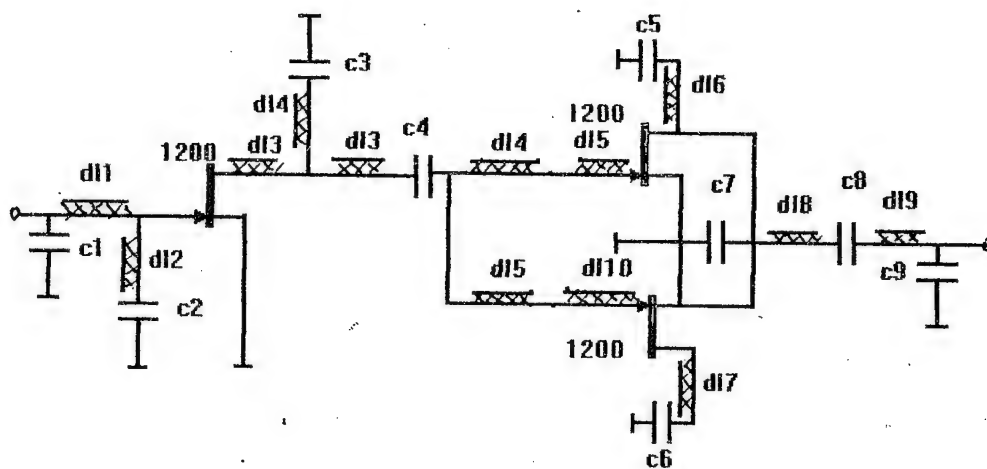


Рис 2 Схема ячейки монолитного усилителя с $P_{вых}=1.5$ Вт см диапазона

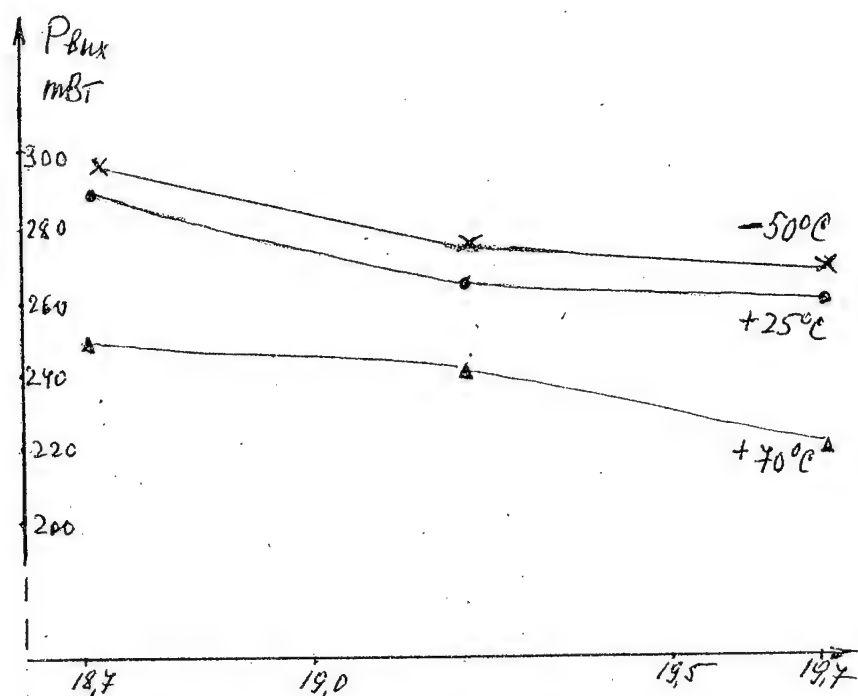
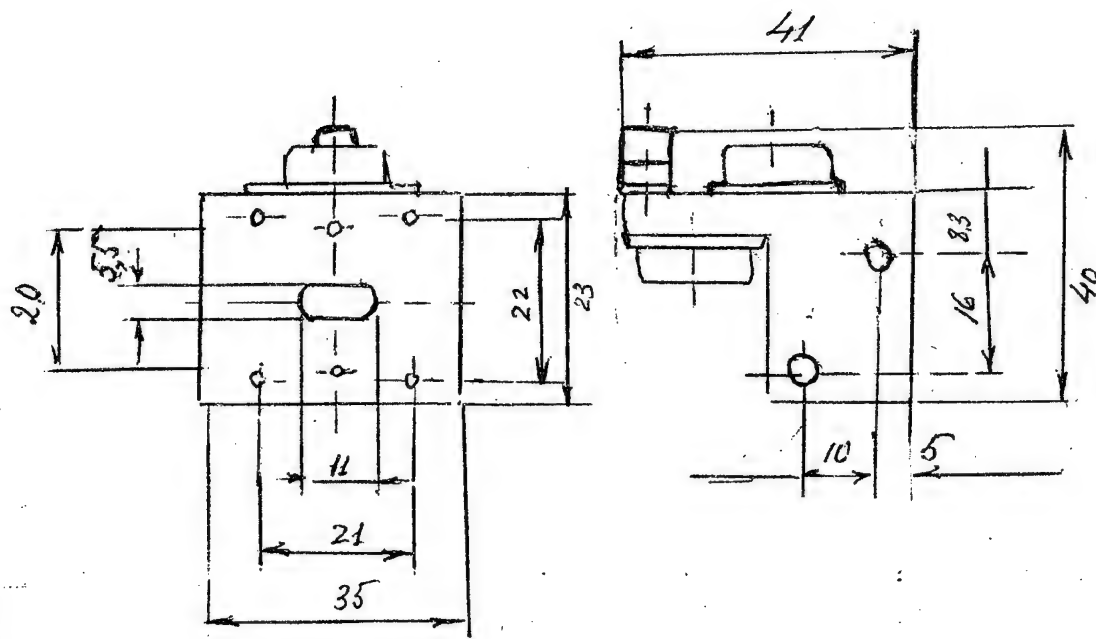


Рис.3 Зависимость выходной мощности усилителя от частоты.



Системное проектирование / Подготовка инженеров по СВЧ-технике

Systems Design / Microwave Education



СТОХАСТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФИЛЬТРА ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА М.К. Сундучков.....	151
THE STOCHASTICAL MODEL OF THE IMAGE CHANNEL FILTER M.K. Sunduchkov	
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ СИНТЕЗА ИДЕАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ И ФИЛЬТРОВ С ДИССИПАТИВНЫМИ ПОТЕРЯМИ М.Е. Ильченко, М.Н. Гусева, Ю.В. Калининченко, А.В. Вознюк.....	155
COMPARATIVE ANALYSIS OF RESULTS OF IDEAL FILTERS' SYNTHESIS AND SYNTHESIS OF FILTERS WITH DISSIPATIVE LOSSES M.Ye. Ilchenko, M.N. Guseva, Yu.V. Kalinichenko, A.V. Voznyuk	
РАЗРАБОТКА САПР МАГНЕТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И ПРИМЕНЕНИЕ ЕЕ В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ А.В. Васянович, Д.А. Баранов.....	158
DEVELOPMENT OF CAD MAGNETRON AMPLIFIERS AND ITS APPLICATION TO EDUCATIONAL PROCESS A.V. Vasyanovich, D.A. Baranov	
ОСОБЕННОСТИ ИЗУЧЕНИЯ ТЕХНИКИ СВЧ В РАМКАХ СПЕЦИАЛЬНОСТИ "СПУТНИКОВЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ" М.Е. Ильченко, А.А. Липатов, В.Ф. Олейник.....	161
FEATURES OF STUDYING OF A MICROWAVE TECHNIQUE WITHIN THE FRAMEWORK OF A SPECIALITY "SATELLITE TELECOMMUNICATION SYSTEMS AND TECHNOLOGIES" M.Ye. Ilchenko, A.A. Lipatov, V.F. Oleynik	

Стохастическая модель фильтра зеркального канала.

М.К. Сундучков.

АО "НПП "Сатурн", 252148, г.Киев, пр.50-летия Октября, 2-Б
Tel: (044) 477-67-39; Fax: (044) 477-62-08

Аннотация.

Один из возможных путей миниатюризации фильтра на МПЛ - использование материала подложки с большим ε . Для оценки допусков на толщину подложки, разброс значения величины ε , токопроводящего покрытия и других технологических факторов разработана стохастическая модель фильтра на МПЛ. Модель предназначена для этапа системного проектирования. Приводятся оценки влияния различных факторов на основные параметры фильтра.

Введение.

Для селективных приемных устройств СВЧ диапазона основными параметрами, кроме показателей селекции, являются эквивалентная шумовая температура входа и коэффициент передачи [1,2]. Для структуры конвертора: фильтр + смеситель + ПУПЧ влияние потерь в фильтре незначительно сказывается на общей величине коэффициента передачи. Чего не скажешь о влиянии на величину эквивалентной шумовой температуры входа конвертора $T_{Ш}^{КСМБ}$:

$$T_{Ш}^{КСМБ} = T_{Ш}^{\Phi} + \frac{T_{Ш}^{СМ}}{K^{\Phi}} + \frac{T_{Ш}^{ПУ}}{K^{\Phi} * K^{СМ}} ; \quad (1)$$

$$T_{Ш}^{\Phi} = \frac{T^{\Phi} * (1 - K^{\Phi})}{K^{\Phi}} ; \quad (2)$$

Здесь : $T^{\Phi}, T_{Ш}^{\Phi}, T_{Ш}^{СМ}, T_{Ш}^{ПУ}$ - физическая температура фильтра, эквивалентная шумовая температура фильтра, смесителя ПУПЧ; $K^{\Phi}, K^{СМ}$ - коэффициенты передачи фильтра и смесителя, соответственно в раз. Отсюда повышенное внимание в данной работе к коэффициенту передачи фильтра.

Детерминированно - стохастическая модель фильтра.

В соответствии с обобщенной детерминированно-стохастической моделью агрегативных систем [3] коэффициент передачи фильтра в детерминированно-стохастической модели может быть представлен выражением :

$$K^{\Phi} = K_H^{\Phi} + K_T^{\Phi} * TKT^{\Phi} * (T^{oc} - T_H^{oc}) + K_t^{\Phi} * (t - t_H), \quad (3)$$

где: K_H^{Φ} - номинальное значение коэффициента передачи фильтра в дБ в начальной температурно-временной рабочей точке; K_T^{Φ} и K_t^{Φ} - крутизна ухода значения параметра от температуры [дБ/град] и времени соответственно; TKT^{Φ} - коэффициент термостабилизации фильтра, величина безразмерная; T^{oc}, T_H^{oc} и t, t_H - абсолютные значения текущей и номинальной температуры окружающей среды и времени, соответственно.

Исследование стохастической части модели фильтра.

K_H^{Φ} - случайная величина характеризующаяся математическим ожиданием $M\{K_H^{\Phi}\}$ и среднеквадратичным отклонением $\sigma\{K_H^{\Phi}\}$. Случайный характер этой величины обусловлен многими причинами: разбросом параметров подложки фильтра h и ε (h - толщина подложки; ε - диэлектрическая проницаемость материала подложки); допусками на изготовление геометрического рисунка топологии фильтра; технологическими особенностями изготовления МПЛ на подложке.

Оценим зависимость K_H^{Φ} от названных выше причин. Керамику с высоким значением ε наиболее эффективно применять на низких частотах, поэтому оценки произведем на частоте 1 Гц. Исследуем величину потерь в фильтре в дБ, равную $L = -K_H^{\Phi}$.

Вычислим среднеквадратичное отклонение потерь в фильтре, обусловленное разбросом параметров подложки. Положим, что среднеквадратичное отклонение ε материала равняется $\sigma_{\varepsilon} = \pm 0.1$. Исходя из этой величины разброса, с помощью комплекса "ФАГОТ" находим $\sigma_L(\varepsilon)$ среднеквадратичное отклонение потерь в фильтре от разброса ε . $\sigma_L(\varepsilon) = 0.173$ дБ. Исходя из паспортных данных на пластины, используемые в качестве подложки, имеем $h = 1 \pm 0.01$ мм. Выбирая паспортную величину разброса толщины подложки, производим те же вычисления, что и в случае с ε . $\sigma_L(h) = 0.023$ дБ. Имея данные по $\sigma_L(\varepsilon)$ и $\sigma_L(h)$ подсчитаем среднеквадратичное отклонение потерь в фильтре, обусловленное разбросом параметров подложки $\sigma_L(\varepsilon, h)$.

$$\sigma_L(\varepsilon, h) = \sqrt{\sigma_L^2(\varepsilon) + \sigma_L^2(h)}, \quad (4)$$

$$\sigma_L(\varepsilon, h) = \sqrt{0.173^2 + 0.023^2} = 0.175 \text{ дБ.}$$

Теперь вычислим среднеквадратичное отклонение потерь в фильтре, обусловленное допусками на изготовление геометрического рисунка фильтра. Допуск на размеры металлизации равен толщине металлизации. При толщине металлизации равной 10 мкм, геометрические размеры имеют допуск ± 0.01 мм. Расчеты будем производить по изложенной выше методике. Для разброса по

длине резонаторов $\sigma_L(l) = 0.124$ дБ. Для разброса по ширине зазоров связи $\sigma_L(s) = 0.037$ дБ. Для разброса по ширине полосков $\sigma_L(w) = 0.042$ дБ. Имея данные по $\sigma_L(l), \sigma_L(s), \sigma_L(w)$ подсчитаем среднеквадратичное отклонение потерь в фильтре обусловленное всеми допусками на геометрию топологии $\sigma_L(l, s, w)$.

$$\sigma_L(l, s, w) = \sqrt{\sigma_L^2(l) + \sigma_L^2(s) + \sigma_L^2(w)} , \quad (5)$$

$$\sigma_L(l, s, w) = \sqrt{0.124^2 + 0.037^2 + 0.042^2} = 0.136 \text{ дБ.}$$

Влияние таких технологических особенностей изготовления МПЛ, как подслои хрома и защитное покрытие на формирование потерь можно пренебречь по следующим причинам. Подслой хрома не велик по толщине и покрыт слоем меди превышающим толщину скин - слоя. Защитное покрытие (золото) имеет малую толщину. На основании изложенного можно сделать вывод, что токи текут в основном в слое меди, следовательно подслои и покрытие дают незначительный вклад в потери фильтра.

Обобщим влияние разброса параметров подложки и допусков на изготовление геометрии на формирование потерь фильтра. Вычислим среднеквадратичное отклонение потерь для этих факторов $\sigma_L(\Sigma)$.

$$\sigma_L(\Sigma) = \sqrt{\sigma_L^2(\varepsilon, h) + \sigma_L^2(l, s, w)} , \quad (6)$$

$$\sigma_L(\Sigma) = \sqrt{0.175^2 + 0.136^2} = 0.222 \text{ дБ.}$$

Погрешность приборов, используемых для измерения потерь на тех частотах, где проводились исследования равнялась $\Delta = \pm 0.1$ дБ.

На основании вышеизложенного можно оценить требования для инструкции по настройке фильтра:

$$L_H = M\{L_H\} + \sigma_L(\Sigma) + \Delta , \quad (7)$$

$$L_H = 0.932 + 0.222 + 0.1 = 1.254 \text{ дБ.}$$

Для оценки требований в ТУ необходимо учесть вклад слагаемых в математической модели, отражающих температурную и временную зависимости. Для пассивного устройства, каким является фильтр, третьим слагаемым выражения (3) $K_T^\Phi(t - t_H)$ можно пренебречь, т.к. пассивные схемы мало подвержены временным изменениям при нормальных условиях эксплуатации и хранения. Второе слагаемое $K_T^\Phi \cdot \text{ТКТ}^\Phi \cdot (T^\infty - T_H^\infty)$ выражения (3) рассмотрим подробнее. Множитель $\text{ТКТ}^\Phi = 1$, т.к. фильтр не термостатировался. K_T^Φ формируют несколько факторов:

- TK_ϵ - температурный коэффициент диэлектрической проницаемости, для используемого материала он равен $TK_\epsilon(TB - 8) = -49.3 \cdot 10^{-6}$ [1/град];
- TK_l - коэффициент температурного линейного расширения, для используемого материала он равен $TK_l(TB - 8) = 9.4 \cdot 10^{-6}$ [1/град];
- $TK'_{мет}$ - коэффициент температурного линейного расширения металлизации, для используемого материала он равен $TK'_{мет}(Cu) = 16.5 \cdot 10^{-6}$ [1/град];
- TK_ρ - температурный коэффициент удельного сопротивления, для используемого материала он равен $TK_\rho(Cu) = 0.0043$ [1/град].

Выводы.

Из рассмотренных величин тепловых коэффициентов можно сделать вывод, что влияние K_T^Φ на формирование K^Φ в диапазоне температур ± 100 град на несколько порядков ниже, чем вклад K_H^Φ . Следовательно вторым слагаемым выражения (3) для фильтров выполненных на термостабильной керамике ТБ-8 можно пренебречь.

В результате проведенной оценки влияния различных слагаемых выражения (3) на K^Φ можно для фильтров из термостабильной керамики ТБ-8 в области частот 1 Гц, используемых в диапазоне температур $T_{раб} = \pm 100$ град требования в ТУ задавать аналогичными требованиям в инструкцию по настройке.

Литература.

1. Автоматизированное проектирование электронных схем / Ю.М.Калниболотский, К.С.Сундучков, А.И.Солодовник. - Киев; Техніка, 1987. - 301 с.
2. Shelkovnikov B.N., Golovko G.A., Sunduchkov M.K. and others. "Methods of microwave mixers CAD", Pros. ISRAMT-95, pp. 344-348, Kiev, 1995.
3. Сундучков К.С. Обобщенная стохастическая модель функционирования РЭА. III Крымская конференция и выставка "СВЧ техника и спутниковый прием". Севастополь, 20-23 сентября, 1993г., Материалы конференции. - Севастополь, 1993г., с. 465-468.

THE STOCHASTICAL MODEL OF THE IMAGE CHANNEL FILTER

Sunduchkov M.K.

joint-stock company "Saturn", 2"b" 50 Let Oktiabria Ave., Kiev-148, Ukraine
tel. (044) 477-6739, fax (044) 477-6208

There is one of the possible ways to make the small size of the strip-line filter, using the substrate material with the larger ϵ . Stochastical model of the strip-line filter is developed for the valuation of the tolerance for substrate thickness, for the spread of ϵ values, for the current coating and other technological factors.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ СИНТЕЗА ИДЕАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ И ФИЛЬТРОВ С ДИССИПАТИВНЫМИ ПОТЕРЯМИ

Ильченко М.Е., Гусева М.Н., Калининченко Ю.В., Вознюк А.В.
НИИ РЭТ "ТОР" при НТУУ "КПИ", Киев, Украина

Аннотация - Анализируются амплитудно-частотные характеристики фильтров, синтезируемых традиционным методом с использованием прототипа ФНЧ, в цепи с потерями и аналогичные характеристики, полученные обобщенным методом синтеза фильтров с учетом диссипативных потерь.

I. Введение

Диссипативные потери являются естественным свойством любого избирательного устройства. Несмотря на естественность учета диссипативных потерь основная масса опубликованных в области проектирования фильтров работ [1,2,3] использует метод синтеза на базе прототипа ФНЧ, созданного С.Дарлингтоном в 1939 г. и получившего широкое распространение после опубликования книги Г. Л. Маттея, Л. Янга, Е. М. Т. Джонса [4].

В настоящее время разработан обобщенный метод синтеза фильтров [5, 6, 7], позволяющий рассчитывать фильтры с учетом диссипативных потерь. Результаты, приведенные в работе [4], соответствуют частному случаю обобщенного метода при собственном затухании резонансных контуров $D_0=0$. Далее проводится сравнительный анализ фильтров, полученных этими методами, при одинаковых собственных затуханиях резонансных контуров.

II. Основная часть

Исследование функций передачи избирательных цепей с потерями обобщенным методом и сравнение этих результатов с результатами, полученными традиционными методами, приведены на графиках рис. 1 для фильтров с числом контуров $n=3,5,10$.

На графиках обозначено: ЛН-функция передачи мощности в нагрузку фильтра; ξ - относительная частотная переменная $\xi=x/x_n$, $x=\omega_1/\omega_0-\omega_0/\omega_1$ - относительная расстройка частоты; $x_n=(\omega_2-\omega_1)/(\omega_1\omega_2)^{1/2}$ - относительная полоса пропускания фильтра; $\omega_0=(\omega_1\omega_2)^{1/2}$ - центральная частота фильтра. Полоса пропускания фильтра $\xi=-1 \div +1$.

Кривые 1- АЧХ идеальных фильтров с чебышевской характеристикой ($D_0=0$).

Кривые 2 - АЧХ идеальных фильтров с чебышевской характеристикой, резонансные контура которых имеют одинаковые затухания $D_0=0.1$, соответствующие, например, добротности $Q_0=100$ при заданной полосе пропускания $x_n=0.1$ так, что $D_0=1/(x_n \cdot Q_0)$.

Кривые 3 - АЧХ фильтров, синтезированных обобщенным методом с использованием полинома Чебышева при тех же затуханиях резонансных контуров.

Заданная неравномерность АЧХ в полосе пропускания для кривых 1 и 3 - 1 дБ.

Результаты исследования сведены в таблицу 1.

Таблица 1.

№	Вид фильтра	Неравномерность АЧХ, дБ			Потери при $\xi=0$, дБ			Затухание при $\xi=\pm 3$, дБ		
		n=3	n=5	n=10	n=3	n=5	n=10	n=3	n=5	n=10
1	Фильтр с АЧХ Чебышева $D_0=0$	1	1	1	0	0	0	34.3	65.3	143
2	Фильтр 1 с затуханиями резонаторов $D_0=0.1$	2.23	5.05	13.28	2.39	4.34	8.96	36.0	66.8	144
3	Фильтр, синтезированный обобщенным методом, при затухании резонансных контуров $D_0=0.1$	1	1	1	1.58	2.41	4.13	27.5	43.6	73.1

КСВН на входе выше рассмотренных фильтров 1,2,3 в пределах изменения $\xi=\pm 1.5$ представлено на рис.2.

Представленные характеристики функций отражения показывают значительное уменьшение КСВН на входе фильтров, синтезируемых обобщенным методом.

Кажущееся увеличение затухания в полосе заграждения идеального фильтра с внесенным в него затуханием резонансных контуров $D_0=0.1$ будет сведено на нет при доведении полосы пропускания этого фильтра до $Lh=1$ дБ в полосе $\xi=\pm 1$.

III. Заключение

Сравнительный анализ АЧХ функций передачи и отражения фильтров, синтезируемых традиционным методом [4] и обобщенным методом [5,6,7], показывают целесообразность использования при расчете фильтров обобщенного метода синтеза фильтров с учетом диссипативных потерь. В данном случае рассмотрен анализ только симметричных фильтров с потерями. Новый метод может быть также использован при синтезе несимметричных фильтров с потерями, активных фильтров, синтезируемых по функциям передачи и отражения с диссипативными потерями, в широком диапазоне аппроксимирующих функций, представленных в [7].

IV. Список литературы

- [1] Dawei Zhang, G.-C. Liang, C.F. Shin, R.S. Withers, M.E. Johanson, Dela Cruz. Compact Forward-Coupled Superconducting Microstrip Filters For Cellular Communication. IEEE trans., vol.5, №2, June 1995, p.2656.
- [2] Кауфман М., Сидман А.Г. Практическое руководство по расчетам схем в электронике - М.-Энергоатомиздат, 1993 288с.
- [3] Лоткова Е.Д., Косякин С.В. Расчет микрополосковых фильтров СВЧ на связанных линиях - М.: радиотехника, №10 1991г., с.39.
- [4] Г.Л.Маттей, Л.Янг, Е.М.Т.Джонс. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи.-М.:Связь, 1971г.,440с.
- [5] Ильченко М.Е., Гусева М.Н. О синтезе твердотельных фильтров СВЧ. Гироманитная электроника и электродинамика Киев:Киевский политехнический институт,1978г., с.20.
- [6] Гусева М.Н. Обобщенный метод синтеза пассивных фильтров СВЧ с учетом диссипативных потерь. - Известия вузов серия Радиозлектроника, 1980, №11, с14.
- [7] Гусева М.Н. Новый вид аппроксимации для синтеза фильтров.-Известия вузов, серия Радиозлектроника, 1979г., с.44.

COMPARATIVE ANALYSIS OF RESULTS OF IDEAL FILTERS' SYNTHESIS AND SYNTHESIS OF FILTERS WITH DISSIPATIVE LOSSES

Ilchenko M.Ye., Guseva M.N., Kalinichenko Yu.V., Voznyuk A.V.
SRI of Radioelectronics Equipment "TOR" at NTU of Ukraine "KPI"
37 Peremogi Ave., Kiev-056, Ukraine
fax (044) 219-2538

The change of form of frequency characteristics and dissipative losses occurrence in functions of capacity transfer is usually indicated at comparison of results of ideal filters' synthesis and synthesis of filters with losses. Research of synthesis results and modelling of filters with losses with the number of resonant contours 2...10 on transmission function, on reflection function and on phase characteristics at various source parameters: non-uniformity and form of the amplitude-frequent characteristics, value of sharpness of resonant contours and the passbands, shows the importance of filters synthesis in view of losses depending on the given technical requirements to the characteristics of the filter.

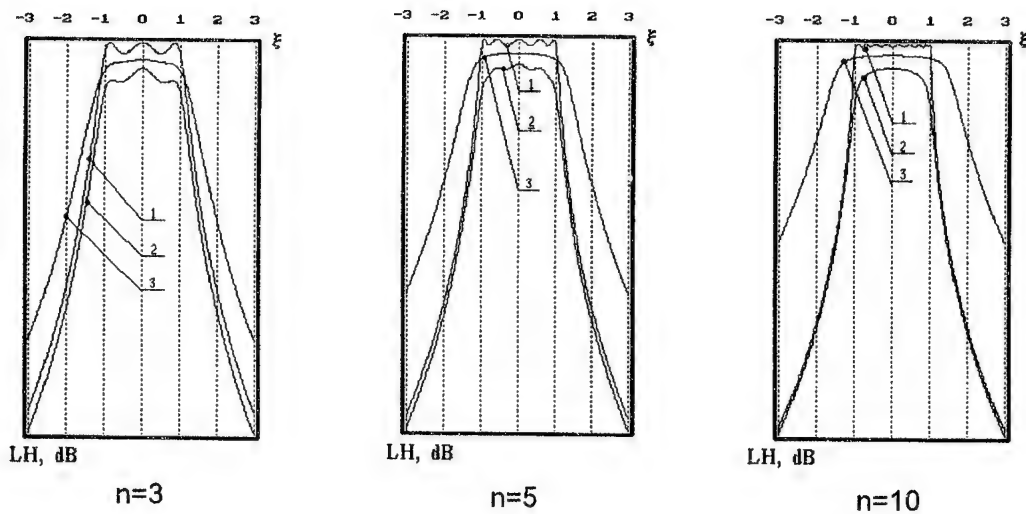


Рис.1. АЧХ функций передачи фильтров

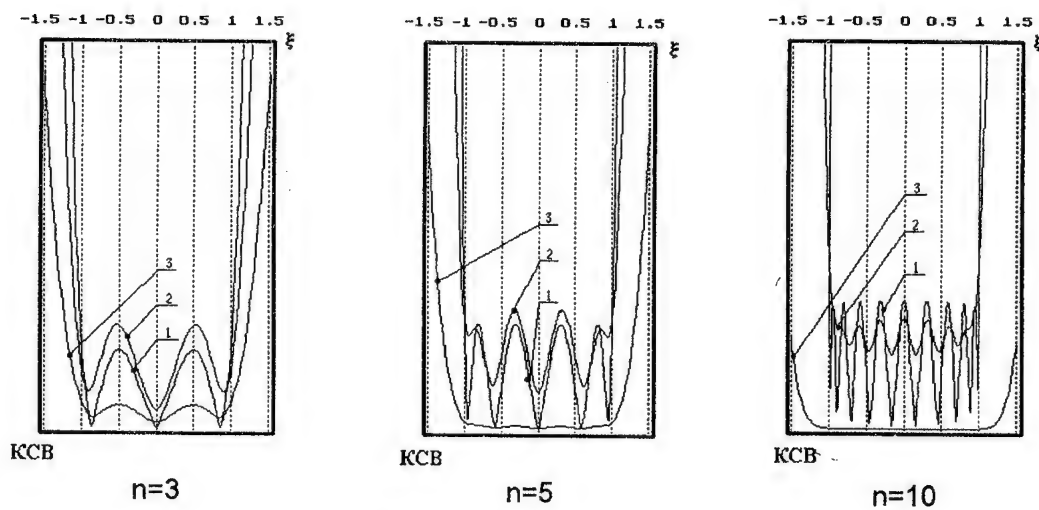


Рис.2. АЧХ функций отражения фильтров

РАЗРАБОТКА САПР МАГНЕТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И ПРИМЕНЕНИЕ ЕЕ В УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ

А.В. Васянович, Д.А. Баранов

Харьковский технический университет радиоэлектроники

Аннотация - В данной работе рассмотрены модели, составляющие структуру разрабатываемой САПР, а также возможность использования нового стандарта языка Фортран для обработки выходных параметров данных моделей. Применение графических библиотек позволяет более наглядно представить процессы в приборе, что повышает качество изучения студентами материала по приборам магнетронного типа.

I. Введение

В настоящее время одним из основных методов исследования СВЧ приборов и устройств является использование численного эксперимента, зачастую позволяющего заменить трудоемкий и дорогостоящий физический эксперимент. Однако, моделирование приборов на ЭВМ является сложной научно-технической задачей, требующей для своего решения мощных вычислительных средств и соответствующего программного обеспечения. Язык Фортран остается одним из основных языков программирования при решении подобных задач, что объясняется рядом субъективных и объективных причин /1/.

Разрабатываемая САПР магнетронных усилителей включает в себя ряд моделей различной сложности и назначения: аналитическую, приближенную и многопериодную (использующую метод крупных частиц). Кроме того, составной частью САПР является программа расчета замедляющих систем.

Широкое распространение в последнее время персональных ЭВМ и все совершенствующиеся их возможности привели к необходимости переработки программ, реализующих названные модели, применительно к ПЭВМ. Кроме того, пакет подпрограмм, реализующих, в частности, многопериодную модель, позволял, применяя буквенно-цифровую графику, лишь в общих чертах представлять на экране ЭВМ процессы взаимодействия в приборе. Реализуя возможности графических построений в Фортран-90 не только удалось на качественно новом уровне выполнить применявшиеся ранее в данной модели графические построения, но и осуществить принципиально новую возможность - анимацию процессов взаимодействия в приборе /2/.

II. Модели, входящие в структуру разрабатываемой САПР

Составной частью разрабатываемой САПР магнетронных приборов является расчет замедляющих систем (ЗС). Строгое теоретическое исследование ЗС связано с решением уравнений Максвелла при очень сложных граничных условиях, что объясняется большой трудоемкостью расчетов на ЭВМ. Поэтому ЗС моделируют при помощи различных приближенных методов. Цель расчета этих систем - определение их дисперсионных характеристик и сопротивления связи. В представляемой САПР моделируются ЗС трех типов: плоской гребенки, встречных штырей и лестничного типа в анодном блоке с впадинами. При решении дисперсионных уравнений ЗС используется метод последовательных приближений. Результаты, получаемые при исследовании ЗС различных типов в дальнейшем используются при моделировании процессов взаимодействия в усилителе.

Кроме расчета ЗС в структуру разрабатываемой САПР входит ряд моделей усилителя обратной волны с распределенной эмиссией (амплитрона), различающихся способом представления электронного потока и, как следствие, степенью точности получаемых результатов, затратами машинного времени, требуемым объемом памяти и т.д.

Наиболее простая из этих моделей - аналитическая. В основе этого подхода лежит упрощенное представление электронного потока в виде жесткой или инерционной спицы пространственного заряда. При этом принимается двумерная цилиндрическая модель; считается, что в динамическом режиме весь заряд, заключенный между статическим и синхронным радиусами и находящийся в тормозящей фазе ВЧ поля, переходит на анод, отдавая свою потенциальную энергию ВЧ полю, за вычетом кинетической энергии удара об анод; скорость перемещения заряда описывается в адиабатическом приближении и принимаются некоторые другие упрощения. Данная модель имеет наиболее малое, по сравнению с остальными, время счета на ЭВМ - порядка нескольких секунд и может применяться для определения окрестности вблизи оптимума совокупности конструктивных и электрических параметров.

Приближенная модель использует гидродинамический метод, в основе которого лежит представление потока в виде несжимаемой заряженной жидкости. Форма электронной спицы при этом определяется путем нахождения усредненных траекторий, являющихся границами электронного сгустка, что повышает точность результатов.

Наиболее распространенным и перспективным в настоящее время является метод крупных частиц, составляющий основу многопериодной модели разработанной в 80-х годах в Харьковском институте радиоэлектроники /3/. Согласно этому методу поток электронов представляется в виде совокупности сравнительно небольшого числа крупных частиц с зарядом K^*e и массой K^*m , где K - коэффициент укрупнения ($K \gg 1$), e и m - заряд и масса электрона, соответственно. Метод позволяет исследовать термо- и вторично-эмиссионные явления, процесс электронной бомбардировки электродов, переходные процессы, моделировать взаимодействие в приборе при различных профилях неоднородного вдоль радиуса и азимута магнитного поля. Возможно также рассмотрение всего процесса взаимодействия в азимутальном направлении как плоской, так и цилиндрической конструкции. При этом используют более строгий подход, базирующийся на решении самосогласованной системы уравнений. Данный метод наиболее полно учитывает все процессы в пространстве взаимодействия и, как следствие, требует достаточно большого времени счета на ЭВМ. К примеру, время счета процесса перехода прибора от момента подачи на вход ВЧ сигнала до установления стационарного режима составляет порядка 60 минут на ЭВМ типа IBM 486/DX2/66. Таким образом, целесообразно использовать данную модель для уточнения результатов, ранее полученных при помощи аналитической или приближенной моделей.

III. Программы визуализации процессов в пространстве взаимодействия

Разработанная подпрограмма FOTO.FOR входит в состав многопериодной модели и предназначена для графического отображения распределения электронов в пространстве взаимодействия и основных характеристик процессов в приборе. Компонуемая со стандартной библиотекой GRAPHICS.LIB, выполняющая изображение, в режиме графики VGA, амплитрона в разрезе (перпендикулярно катоду), распределение электронов в пространстве взаимодействия, обозначение ввода и вывода ВЧ сигнала, отображение основной информации о текущем времени моделирования, вместе с индикацией текущего периода ВЧ сигнала. Для наглядности изображение пространства взаимодействия увеличено в 3 раза. Кроме того, в программе использованы цветовые градации кучности расположения частиц, то есть если в области пространства, отображаемом на экране одной точкой будет находиться одна частица, то соответствующий пиксел на экране будет светло-голубого цвета, если две частицы - голубого и так 4 градации до темно-синего.

Информация о процессах в амплитроне в текущее время моделирования отображается на экране в правом нижнем углу в виде таблицы с передаваемой в нее информацией: количестве частиц, достигших анода, упавших на катод, вторичных частиц и общего количества частиц в пространстве взаимодействия.

Программа ANIMA предназначена для анимации процессов в амплитроне с одновременным наглядным отображением, в виде гистограмм, выходной мощности и анодного тока. Используя файлы с координатами частиц в пространстве взаимодействия и данными о текущем периоде, выходной мощности и анодном токе, формируемыми при работе многопериодной модели амплитрона, данная программа позволяет в динамике проследить процессы, происходящие в приборе. Из-за невозможности поддержки нескольких видеостраниц программа выполняет изображение частиц в пространстве взаимодействия непосредственно на экране монитора, осуществляя эффект анимации за счет перемещения частиц по одной - в то время, как с предыдущего места забирается одна частица и данный пиксел либо принимает цвет фона, либо меняет градацию яркости в сторону приближения к светло-голубому, на месте с новыми координатами пиксел либо становится светло-голубым, либо изменяет свою градацию яркости в сторону приближения к темно-синему. Для усиления эффекта наглядности значения выходной мощности и анодного тока выводятся в виде гистограмм. Обоим столбикам гистограмм соответствуют свои масштабные оси (рис.1). Использование гистограмм позволяет наглядно показать процесс перехода прибора в установившейся режим.

IV. Заключение

Разрабатываемая САПР представляет собой систему, позволяющую разработчикам этого типа приборов проводить моделирование начиная от выбора ЗС и заканчивая получением точных значений исследуемых параметров. Использование в составе САПР нескольких моделей - аналитической, приближенной, многопериодной экономит время, затрачиваемое на проведение численных экспериментов и позволяет проводить комплексное исследование прибора.

Применение графического вывода информации значительно уменьшает время, необходимое для обработки выходных параметров модели и позволяет наглядно представить весь процесс взаимодействия в динамике: от формирования электронной втулки до установления стационарного режима.

Кроме того, использование данной САПР в учебном процессе позволяет обучающимся более полно ознакомиться с методиками моделирования СВЧ приборов данного типа; детально, шаг за шагом, рассмотреть процессы взаимодействия; используя эффект анимации проследить процессы нарастания и спада выходной мощности и анодного тока, процессы образования электронной втулки и спиц.

Ряд структурных элементов данной САПР уже используется студентами при выполнении лабораторных и курсовых работ по дисциплине 'Математические модели и САПР электронных приборов и устройств' в Харьковском техническом университете радиоэлектроники.

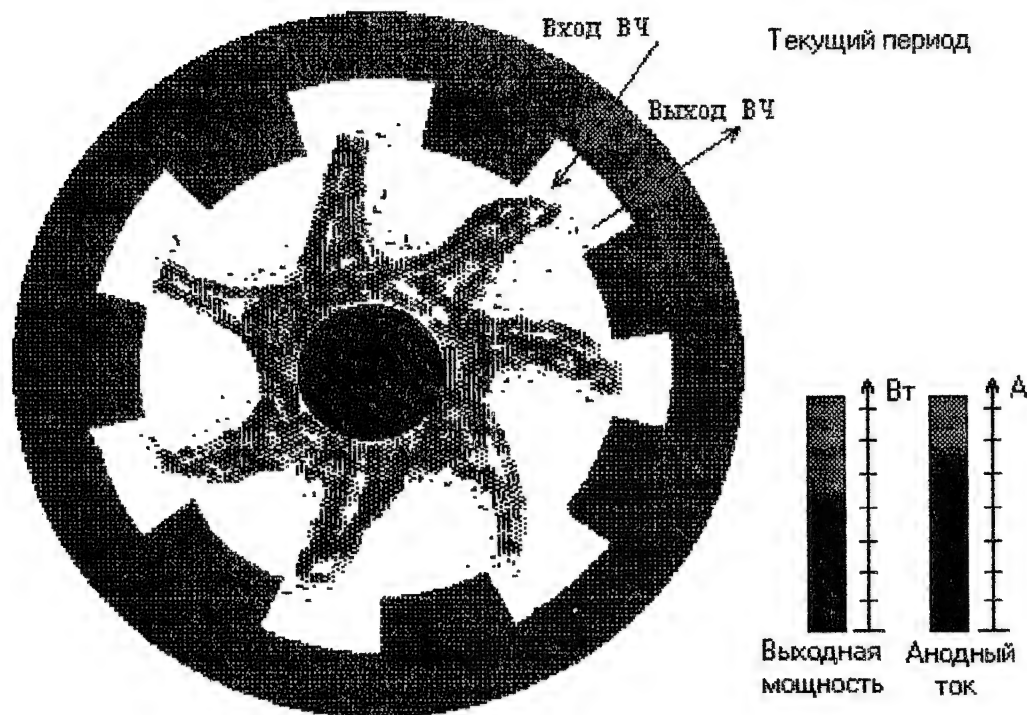


Рис.1. Распределение электронов в пространстве взаимодействия и гистограммы выходной мощности и анодного тока

V. Список литературы

- [1] Соловьев П.В. Fortran для персонального компьютера. -М.: Арист, 1991. -223 с.
- [2] Фортран и искусство программирования персональных ЭВМ : пер. с англ. -М.: Радио и связь. 1993. -352 с.
- [3] Васянович А.В. Численная модель многочастотного взаимодействия в усилителях с распределенной эмиссией // Сб.: Радиотехника.- Харьков: Вища школа, 1987.- Вып. 80.- с. 90-96.

DEVELOPMENT OF MAGNETRON AMPLIFIERS CAD AND ITS APPLICATION TO EDUCATIONAL PROCESS

Vasyanovich A.V., Baranov D.A.

Kharkov State Technical University of Radioelectronics, 14 Lenin Ave., Kharkov-310726, Ukraine

fax: 0572 409113, e-mail: Baranov@office.kharkov.ua

The magnetron amplifiers CAD being developed includes a number of models of various complexity and purpose: analytical, approximate and multiperiod (using a "large particles" method). Moreover, the delaging systems software is the CAD component. A number of programs using new capabilities of Fortran-90 standard were developed to make the process which takes place in the device, obvious. The given programs allow to represent the particles distribution in the interaction space, to present the device output parameters in plots and histograms, etc. One of subprograms, using the animation effect allows to understand the processes of physics deeper, to observe the formation of electron needle, bush, adjustment of output power and anode current. Application of the given programs in the educational process raised the quality of students education.

ОСОБЕННОСТИ ИЗУЧЕНИЯ ТЕХНИКИ СВЧ В РАМКАХ СПЕЦИАЛЬНОСТИ "СПУТНИКОВЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ"

Ильченко М.Е.
НТУУ "КПИ", Киев-056
Липатов А.А., Олейник В.Ф.
НЦ КВИУС, Киев-149

Аннотация - Указываются особенности развития спутниковых телекоммуникационных систем на Украине. Обосновываются актуальность создания и задачи новой специальности "Спутниковые телекоммуникационные системы и технологии". Раскрываются направленность и задачи изучения техники СВЧ в рамках этой специальности.

I. Условия создания и развития спутниковых телекоммуникационных систем на Украине

Обладающая значительным научным и производственным потенциалом Украина в связи с трудным экономическим положением, односторонним развитием промышленности (отсутствует производство связанных комплексов в целом) и других факторов значительно отстает от передовых стран мира в области телекоммуникаций, в том числе спутниковых. Примером может служить тот факт, что такие страны как Иран, Турция, Индонезия и др. ретранслируют через космические аппараты (КА) по несколько своих телевизионных программ. Украина же не имеет ни одной специализированной телевизионной передающей земной станции для распределения государственных телевизионных программ.

Развитие спутниковых телекоммуникационных систем (СТС) на Украине осложняется:

- спадом производства электронной и радиотехнической продукции;
- сокращением государственного финансирования СТС;
- недостаточной координацией деятельности государственных ведомств (Министерства связи, НКАУ, силовых министерств и др.);
- информационным голодом - скудной научно-технической информацией и трудностью создания учебно-материальной базы в ВУЗах;
- отсутствием системных НИИ по проектированию СТС;
- неполным соответствием национальной таблицы частот Регламенту Радиосвязи;
- отсутствием собственных частотно-орбитальных позиций КА на геостационарной орбите и др.

Преодоление этих трудностей напрямую связано с необходимостью подготовки соответствующих специалистов.

К факторам, способствующим формированию и развитию СТС на Украине относятся:

- острая необходимость в развитии телефонных сетей общего пользования, общегосударственной сети передачи данных с гарантированной безопасностью связи, систем распределения и доставки телевизионных программ;
- активизация коммерческих структур и СП на рынке услуг связи (Инфоком, Романтис-Украина, Банкомсвязь, Геосат);
- предложения зарубежных компаний по совместному созданию и эксплуатации ССС (Глобалстар, ТДМА - Евтелсат, Балкансат....);
- соглашение с Россией по космической деятельности;
- наличие на Украине сети контрольно-измерительных станций (Евпатория, Дунаевцы, Симеиз.....);
- организация в Укртелекоме подразделения Укрсвязьспутник и Укркосмос в НКАУ;
- разработка НКАУ новой национальной программы космической деятельности и проекта Единой Спутниковой Системы Передачи Информации;
- наличие серьезных научных школ (Львов, Харьков - электродинамика и антенны, электроника; Киев - микроэлектроника, опыт разработок радиотехнического оборудования; Днепропетровск - опыт создания космических аппаратов и др.).

II. Определение направленности и путей подготовки специалистов по СТС

Современные спутниковые системы связи - это высокотехнологичные системы, в которых воплощены самые передовые достижения в области передачи информации, радиоэлектроники, программного обеспечения крупных автоматизированных систем, защиты информации и др. Можно отметить две особенности развития этих систем.

Первая - это большая разнородность сложных научно-технических задач различных видов, их совершенствования (примеры: динамическая коммутация цифровых потоков на борту КА; многолучевые антенны с перенацеливаемыми лучами и использование практически ненаправленных антенн; межспутниковые линии миллиметрового диапазона; ручные радиотелефоны для низкоорбитальных систем; дифференциальные режимы спутниковых радионавигационных систем и пр.)

Наряду с этим имеет место и большая общность научно-технических решений в различных системах: методы повышения помехоустойчивости, синтеза частот, работа одних и тех же терминалов в сотовых и спутниковых системах связи (Глобалстар, Иридиум), сопряжение связных и навигационных комплексов в одном мобильном объекте и др.

В этих условиях весьма актуальной становится задача подготовки специалистов по основам построения, обеспечению функционирования, спутниковых телекоммуникационных систем и методам автоматизированного проектирования соответствующих сетей, радиолиний и их элементов, а также по технико-экономическому анализу систем.

Важнейшими составными частями проектирования систем являются: определение зон обслуживания и обоснования выбора орбитальной группировки КА; необходимой пропускной способности системы; видов, методов и качества передачи информации; обеспечение надежности системы, точности удержания КА на орбите и наведения антенн, энергетического потенциала системы, экономической эффективности, а также соблюдение рекомендаций Международного союза электросвязи, экологических требований.

Требуемый перечень знаний и навыков обуславливает необходимость создания новой учебной специальности "Спутниковые телекоммуникационные системы и технологии" (СТСТ). В настоящее время ее учебный план находится на рассмотрении в Министерстве образования Украины.

Основная профессионально-ориентированная подготовка специалистов по СТСТ, с нашей точки зрения, должна осуществляться в процессе обучения по следующим 15-ти дисциплинам: Телекоммуникационные сети и их оборудование, Теория передачи сигналов в сетях спутниковой связи, Приемно-передающие устройства спутниковых радиосистем, Системы радиорелейной и сотовой связи, Системы автоматизированного проектирования элементов СТСТ, Основы расчета микроволновых устройств спутниковых систем, Основы расчета антенн и спутниковых радиолиний, Основы построения и технологии спутниковых радиосистем, Земные станции и бортовые ретрансляторы, Спутниковые системы фиксированной и радиовещательной служб, Спутниковые системы связи с подвижными объектами, Спутниковые системы радионавигации и дистанционного исследования Земли, Электромагнитная совместимость и международная координация спутниковых коммуникационных систем, Основы проектирования и энергетический расчет спутниковых телекоммуникационных систем, Защита информации в спутниковых телекоммуникационных системах.

Особое внимание при изучении всех дисциплин должно обращаться на вопросы международной стандартизации и сертификации аппаратурных комплексов, а также протоколов их взаимодействия.

При отработке учебных программ используются результаты работ по межвузовским научным программам и проектам ГКНТ Украины.

Освоение в рамках одной специальности широкого круга вопросов, от расчета отдельных электронных и электродинамических узлов до проектирования комплексных спутниковых систем, резко повышает мотивацию и эффективность обучения. Этому способствует то обстоятельство, что обучающая среда - локальная сеть ЭВМ, средства дистанционного обучения и получения информации по спутниковым каналам связи составляют органичное единство с предметом изучения.

Следует отметить: что введение специальности СТСТ инициировано НКАУ на основе действующего соглашения между НКАУ и Министерством образования.

III. Направленность подготовки по технике СВЧ и меры по ее совершенствованию

Развитие СТС и задачи обучения по специальности определяют следующую направленность подготовки студентов по технике СВЧ:

усвоение физических основ работы приборов и устройств СВЧ бортовых-ретрансляционных комплексов и земных станций; а также особенностей их конструкций и эксплуатации;

умение производить рациональный выбор устройств СВЧ (в том числе производимых зарубежными фирмами) по комплексу требований к параметрам и характеристикам приемно-передающих устройств и антенно-фидерных систем;

освоение навыков автоматизированного проектирования устройств СВЧ с использованием современных пакетов программ;

умение производить измерение характеристик и параметров устройств.

Подготовка студентов по технике СВЧ в традиционных курсах в настоящее время не в полной мере отвечает этим требованиям. Представляется необходимым улучшить:

подготовку по общенаучным и общинженерным дисциплинам (в частности по разделам Колебания и Волны, Твердотельная электроника (включая функциональную) и др.), а также по методам решения уравнений Максвелла и задач внутренней электродинамики;

взаимосвязь содержания бакалаврских дисциплин (Физические основы электронных аппаратов, Основы микроэлектроники и др.);

лабораторный практикум и навыки автоматизированного проектирования устройств СВЧ на основе использования возможностей предприятий электронной и радиотехнической промышленности;

содержание учебных пособий и методических материалов по устройствам СВЧ, особенно в части, касающейся их автоматизированного проектирования. при этом желательно объединение усилий преподавателей нескольких коллективов;

информационное обеспечение преподавательского состава, в том числе на основе использования системы Internet, получения журнальной периодики, более широкого участия в конференциях, конкурсах, включая международные.

В заключение отметим, что хорошая подготовка по технике СВЧ необходима не только специалистам СТС, но и тем, кто занимается проектированием и эксплуатацией радиорелейных, тропосферных и сотовых систем и сетей связи.

FEATURES OF STUDY OF A MICROWAVES TECHNOLOGY WITHIN THE FRAMEWORK OF A SPECIALITY "SATELLITE TELECOMMUNICATION SYSTEMS AND TECHNOLOGIES"

Ilchenko M.Ye.

NTU of Ukraine "KPI", Kiev-252056, Ukraine

tel. 274-62-13

Lipatov A.A., Oleynik W.F.

SC KMIOC, Kiev-149, Ukraine

tel. 291-25-45, fax: 290-41-73

Microwaves technology is one of the main directions of training on the new speciality of NNTU "KPI" "Satellite telecommunication systems and technologies" (STST). The interrelation of problems of contents and distribution of study time onto three groups of STST disciplines: general science and engineering, "Electronic apparatus" bakalawrat group and professional oriented group, has been covered in the present paper. The contents of the working programs and developing ones on the following subjects: the basis of radio-electronics, technical electrodynamics, the foundations of designing of microwave and antenna devices of Earth stations and transponders, automation of STST designing, transceiving devices of satellite systems, the designing foundations and energetic calculation of the satellite telecommunication systems, etc. were described. The community of microwave devices in satellite, radiolink, tropospheric and cell communication systems has been underlined. The state and perspectives of MT devices production in the Ukraine as well as their influence on studies have been estimated. The problems of creation of modern laboratory base and preparation of the manuals on STST are marked.

Спутниковые и наземные системы связи и вещания

Satellite & Terrestrial Communication & Broadcasting Systems

КОРТОКОИМПУЛЬСНАЯ СИСТЕМА ДВУСТОРОННЕЙ ПЕРЕДАЧИ
ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

В.Е. Ивашук, В.П. Прохоренко.....167
IMPULSE RADIO TWO-WAY TELECOMMUNICATION SYSTEM
V.E. Ivashchuk, V.P. Prokhorenko

ТРЕХВАТТНЫЙ ЛИНЕЙНЫЙ ПЕРЕДАТЧИК ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН

Я.М. Кемпа, З.В. Дуфанец, Ю.И. Хоменко, В.И. Гнатив, В.В. Рыцар.....169
3W UHF LINEAR TRANSMITTER
Ya.M. Kempa, Z.B. Dufanets, Yu.I. Homenko, V.I. Hnativ, V.V. Rycar

ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ СЕТЕЙ СВЯЗИ SDH С УЧЕТОМ ЗОНОВОЙ
СТРУКТУРЫ РАЗМЕЩЕНИЯ ОБСЛУЖИВАЮЩИХ ПРЕДПРИЯТИЙ

В.С. Игнаткин.....174
TECHNICAL SERVICE IN SDH NETWORK CONSIDERING
THE ZONE STRUCTURE OF ENTERPRISES ARRANGEMENT
V.S. Ignatkin

ИМИТАТОР СПУТНИКОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ

И.Л. Афонин, Ю.П. Михайлюк, И.Б. Савицкий.....177
SATELLITE COMMUNICATION CHANNEL SIMULATOR
I.L. Afonin, Yu.P. Mikhailiuk, I.B. Savitski

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОГАБАРИТНОГО ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКА
ДЛЯ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ Ka-ДИАПАЗОНА

А.Ю. Евграфов, В.М. Миннебаев.....179
DESIGN OF MINIATURE TRANSCIVER FOR Ka-BAND
RADIO-RELAY COMMUNICATIONS
A.Yu. Yevgrafov, V.M. Minnebaev

КОРОТКОИМПУЛЬСНАЯ СИСТЕМА ДВУХСТОРОННЕЙ ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

В.Е. Иващук, В.П. Прохоренко
НИИ РЭТ "ТОР", 252056, Киев-56, пр-т Победы, 37, КПИ-4020

Аннотация - Короткоимпульсная система связи представляет собой сверхширокополосное устройство, использующее для передачи информации видеоимпульсные сигналы (например, гауссовой формы). Увеличение скрытности и помехозащищенности такой системы связи достигается использованием специального антенно-фидерного тракта. Детально рассмотрена структурная схема короткоимпульсной системы связи и определены требования к отдельным ее узлам. Предложен алгоритм работы системы синхронизации в различных режимах. Выполнен функциональный расчет параметров системы связи, а также приемно-передающего модуля.

I. Введение

Короткоимпульсная система связи представляет собой одну из разновидностей сверхширокополосных систем, использующих для передачи информации шумоподобные сигналы [1]. Спектральная плотность излучения, при использовании шумоподобных сигналов, может быть намного меньше уровня шума, что обуславливает высокую скрытность и помехозащищенность подобных систем связи.

Наибольшее распространение в сверхширокополосных системах связи получили ЛЧМ-импульсы и манипулированные сигналы, закон изменения частоты (или фазы) которых определяется псевдослучайными последовательностями (ПСП), которые обладают хорошими авто- и взаимнокорреляционными характеристиками [2]. Использование ПСП требует точной частотной и фазовой привязки, поэтому может быть реализовано исключительно в когерентных системах связи. Наиболее сложной задачей в таких системах является обеспечение синхронизации.

Уровень развития техники генерирования, излучения и обработки импульсных сигналов в настоящее время позволяет утверждать, что с технической точки зрения нет препятствий к реализации короткоимпульсной системы связи [3]. Основные трудности, на сегодняшний день, заключаются в правовом обеспечении разработки и решении проблем, связанных с синхронизацией системы связи.

II. Основная часть

Известно, что проектирование любой системы связи начинается с проверки соответствия параметров будущего устройства нормативным документам. Диапазон рабочих частот, мощность излучения, тип модуляции и т.д. должны быть согласованы с Государственным управлением по радиочастотам (ГУРЧ). Однако нормативные документы на сверхширокополосные системы связи отсутствуют и, следовательно, получить разрешение на разработку подобного устройства нереально. Единственным (на наш взгляд) вариантом решения этой проблемы является частный случай системы связи, плотность мощности излучения которой намного ниже минимального уровня, подлежащего рассмотрению в государственных инстанциях.

Рассмотрим возможности реализации короткоимпульсной системы передачи телеметрической информации, которая бы удовлетворяла поставленному требованию. Расчетное соотношение канала импульсной связи при заданной спектральной плотности мощности излучения может быть получено путем преобразования энергетических характеристик в полевые. При этом полагается, что передающая антенна является всенаправленной а также, как и приемная, обладает конечной импульсной характеристикой.

Напряжение V_r на входе приемника определяется следующим выражением:

$$V_r = l / r \cdot \sqrt{\frac{60 \cdot P \cdot \Delta F}{\pi \cdot s \cdot \tau \cdot \nu \cdot N}}$$

где P - спектральная плотность мощности излучения (Вт/Гц), ΔF - ширина спектра излучения (Гц), l - длина приемной антенны (м), r - расстояние между приемной и передающей антеннами (м), s - расстояние, на котором нормируется P (м), τ - длительность импульса излучения (с), ν - скорость передачи (бит/с), N - количество импульсов в псевдослучайной последовательности.

Если система связи предназначена для передачи телеметрической информации со скоростью $\nu = 1$ кбит/с с помощью псевдослучайной последовательностью (длиной $N = 16$) импульсов гауссовой формы длительностью по основанию $\tau = 1$ нс (ширина спектра сигнала $\Delta F = 1$ ГГц), напряжение на входе приемной антенны длиной $l = 1$ м при спектральной плотности излучения $P = 1$ нВт/Гц ($s = 1$ м) и

расстоянии между передатчиком и приемником $r=1$ км, приблизительно равно 1.1 В. Если чувствительность приемника составляет 10 мВ (что вполне реально), то соотношение сигнал/шум, с учетом когерентного накопления, составляет порядка 65 дБ.

Рассмотрим также наиболее важную проблему функционирования любой сверхширокополосной системы связи - взаимную синхронизацию приемопередатчиков. Импульсный характер сигналов, используемых в короткоимпульсной системе связи, предъявляет более жесткие требования к стабильности параметров устройства по сравнению с традиционными широкополосными системами, реализованными на основе гармонических несущих. Например, для системы связи, параметры которой использованы в предыдущем расчете, работающей по внутренним "часам", временной уход между пачками импульсов не должен превышать 10% длительности импульса, то есть 100 пс. При периоде следования ПСП посылок 1 мс это соответствует требованию кратковременной временной стабильности порядка 10^{-7} . Требование стабильности может быть смягчено при заранее оговоренном протоколе обмена сообщениями. В этом случае рассматривается временной уход между крайними импульсами пачки. Так, если длительность ПСП равна 10 мкс, кратковременная стабильность системы синхронизации приемопередатчика должна быть не хуже 10^{-3} , что легко достижимо.

Рассмотрим короткоимпульсную систему связи, реализованную по топологии "звезда". Тактовые генераторы всех приемопередатчиков синхронизируются по часам центрального модуля. Система связи предполагает непрерывное излучение синхросигналов, которые так же, как и информационные сигналы, следуют по закону ПСП. Временные интервалы между синхро-, приемными и передающими сигналами оговариваются предварительно. Система работает в непрерывном режиме, временные интервалы между ПСП синхронизации, ПСП приема и ПСП передачи заданы соответственно с протоколом обмена.

Процесс вхождения в синхронизм представляет отдельную задачу. При включении системы (быстрое вхождение) центральный модуль посылает ПСП синхронизации, следующие с малой скважностью (2...10). Все приемопередатчики настраиваются в систему единого времени. Далее скважность увеличивается с плавным выходом на штатный режим. Это позволяет компенсировать собственные задержки распространения импульсов из-за разности расстояний между центральным модулем и приемопередатчиками.

Ввод отдельного приемопередатчика в работающую систему (медленное вхождение) может быть довольно длительным, так как предполагает попеременное сканирование тактовой частоты и временной задержки ПСП. Алгоритмы быстрого устранения обеих неоднозначностей в настоящее время не отработаны.

III. Заключение

Изложенные в работе соображения позволяют сделать следующие выводы. Короткоимпульсная система связи может быть использована для организации низкоскоростного канала для передачи телеметрической информации на небольшие расстояния без нарушения существующего законодательства в области радиосвязи.

Синхронизация системы, реализованной по топологии "звезда" и работающая в непрерывном когерентном режиме возможна при наличии протокола обмена с предварительно оговоренными временными интервалами между синхро-, приемными и передающими сигналами.

IV. Список литературы

- [1] Варакин В.В. Системы связи с использованием шумоподобных сигналов. - М.: Радио и связь, 1985. - 440 с.
- [2] Диксон Р. Широкополосные системы. - М.: Мир, 1981. - 381 с.
- [3] Иващук В.Е., Прохоренко В.П. Короткоимпульсная система конфиденциальной связи // Радиоэлектроника. - 1995. - № 8. - С. 74-76. (Изв. высш. учеб. заведений).

IMPULSE RADIO TWO-WAY TELECOMMUNICATION SYSTEM

Ivashchuk V.E., Prokhorenko V.P.

SRI of Radioelectronics Equipment "TOR" at NTU of Ukraine "KPI", KPI-4020
37 Pobedy Ave., Kiev-056, Ukraine

Impulse radio communication system is the spread-spectrum system based on video-pulse signals transmission and receiving. Increasing of the system security and interference immunity is achieved with antenna-feeder system using. The system functional structure is considered in detail and requirements to the separate blocks are determined. The algorithm of impulse telecommunication system synchronization is proposed. Functional computation of the system and transceiving modules are made.

Трехваттный линейный передатчик дециметровых длин волн

Я.М.Кемпа*, В.В.Рыцар**, З.В.Дуфанец*, Ю.И.Хоменко*, В.И.Гнатив*

* Львовский научно-исследовательский радиотехнический институт,
290060, Львов, ул. Научная, 7.

** Государственный университет "Львовская политехника",
290013, Львов, ул. Мира, 12.

Аннотация

Приведена структурная схема линейного приемопередатчика дециметровых длин волн. Отмечены особенности разработки и расчета трехваттного линейного усилителя мощности на частоте 830 МГц с полосой пропускания 30 МГц. Коэффициент усиления составляет 50 дБ. Подавление на смежных частотах, отстоящих от несущей на 50 МГц и более, составляет 55 дБ.

I. Введение

При передаче широкополосных или множества узкополосных сигналов зачастую необходимо обеспечить высокую избирательность и линейность приемопередающих цепей. Для уменьшения перекрестных помех это особенно важно при передаче телевизионных сигналов, а также в многоканальных телефонных дуплексных системах связи.

Обеспечение линейности передатчика в динамическом диапазоне 40-50 дБ с выходной мощностью порядка единиц ватт накладывает некоторые особенности при разработке малозатратной аппаратуры.

Авторами предлагается вариант простого приемопередающего устройства со встроенным трехваттным усилителем дециметрового диапазона длин волн.

II. Особенности технического решения

Блок-схема построения приемопередающего устройства приведена на рис.1. Принимаемый антенной А2 сигнал частотой 830 МГц через фильтр 1, трехваттный усилитель, фильтр 9 излучается антенной А2. Принимаемый антенной А2 сигнал частотой 880 МГц через фильтр 10, усилитель 8, фильтр 7, усилитель 6, фильтр 2 излучается антенной А1. Соответствующее соединение фильтров 1, 2 между собой и под-

ключение их к антенне А1 образует диплексер 1. Диплексеры 1, 2 разделяют сигналы приемных и передающих частот.

Коэффициент усиления в цепи сигнала частотой 830 МГц ограничивается коэффициентом ослабления его в цепи сигнала частотой 880 МГц и наоборот, иначе приемопередатчик самовозбудится. Это ограничение распространяется и на спектр частот, лежащих между ними.

Таким образом, коэффициент усиления на любой частоте в цепи "а", "б", "в" (при разорванной связи "а", "в") должен быть меньше единицы.

Устойчивость приемопередатчика достигается путем введения высокодобротных фильтров упрощенной конструкции на спиральных резонаторах. Конструктивно фильтры 1, 2, 7, 9 представляют собой по два спиральных резонатора, заключенные в квадратные экраны.

Следует отметить, что взаимоиндуктивная связь между спиральными резонаторами в фильтре осуществляется понижением высоты экранирующей перегородки со стороны незаземленных концов, что дает возможность доступно и плавно регулировать центральную частоту и форму характеристики фильтра.

С целью подавления шумов трехваттного передатчика на входе приемного усилителя 8 установлен трехрезонаторный фильтр 10. Динамический диапазон и устойчивая работа приемопередатчика обеспечивается определенным выбором величины покаскадного коэффициента усиления усилителей 3, 5, 6, 8 и местом установки фильтров.

Принципиальная схема трехваттного усилителя 5 приведена на рис.2. Для увеличения линейности динамической характеристики введены отрицательные обратные связи в эмиттерные и базовые цепи транзисторов Т1, Т2, Т3, Т6, Т7. Первые три каскада работают в режиме А, два последних - в режиме АВ. В последнем каскаде предусмотрена защита транзистора Т7 от чрезмерного увеличения коллекторного тока.

Примечательно, что режим транзисторов Т6 и Т7 подобран стабилизаторами тока таким образом, что обеспечивается практически постоянство коэффициента усиления усилителя 5 при изменении входного сигнала $P_{вх}$.

III. Результаты эксперимента

Численные характеристики приемопередатчика в целом приведены на рис.1. На рис.3 приведены частотные характеристики коэффициентов передачи в цепи между двумя антеннами. Пунктиром обозначена результирующая характеристика.

При отсутствии входного сигнала $P_{вх}$ усилитель 5 потребляет ток 150 мА по цепи 24 В и 130 мА по цепи 12 В. В режиме номинального входного сигнала выходная мощность усилителя 5 составляет 3 Вт, а потребляемый ток - 0,7 А по цепи 24 В и 0,23 А по цепи 12 В. Полоса пропускания - 30 МГц. Коэффициент усиления - 33 дБ.

Динамическая характеристика усилителя 5 приведена на рис.4.

Фильтры на спиральных резонаторах имеют следующие характеристики: двухрезонаторный - потери 0,5 дБ в полосе 8 МГц, затухание 15 дБ при отстройке от несущей на 10 МГц, затухание 25 дБ при отстройке от несущей на 30 МГц; трехрезонаторный - потери 0,8 дБ в полосе 12 МГц, затухание 35 дБ при отстройке от несущей на 35 МГц.

Предельная чувствительность трехваттного усилителя составляет $4 \cdot 10^{-14}$ Вт в полосе 300 кГц.

IV. Заключение

Приемопередатчик дециметрового диапазона длин волн со встроенным линейным усилителем может быть применен для передачи телефонных и телевизионных сигналов в пределах прямой видимости.

3W UHF LINEAR TRANSMITTER

Kempa Ya.M., Dufanets Z.B., Homenko Yu.I., Hnativ V.I.
Lviv Radio Engineering Research Institute, 7 Naukova St., Lviv-290060, Ukraine
Rycar V.V.
State University "Lviv Politechnic", 12 Myru St., Lviv-290013, Ukraine

The results of a simple 3W UHF linear amplifier design have been presented. The unique design ideas are detailed. The gain of an amplifier at the frequency of 830 MHz with 30 MHz bandwidth is 50 dB. Frequency rejection away on 50 MHz from carrier is greater than 55 dB.

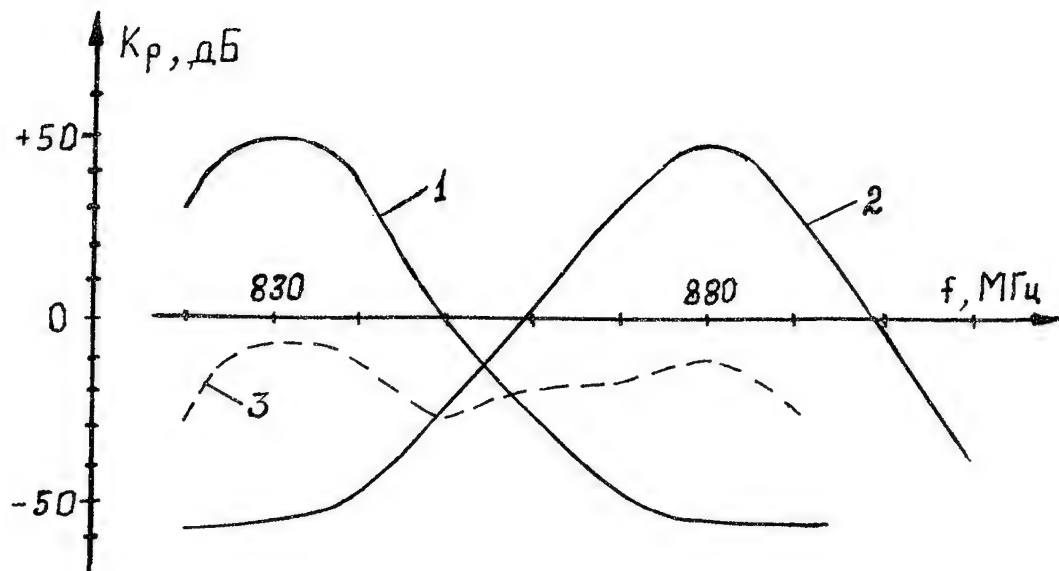


Рис.3. Частотные характеристики приемопередатчика / I -- по цепи от "а" до "б"; 2 -- по цепи от "б" до "в"; 3 -- по цепи "а", "б", "в" при разорванной связи "а", "в"/.

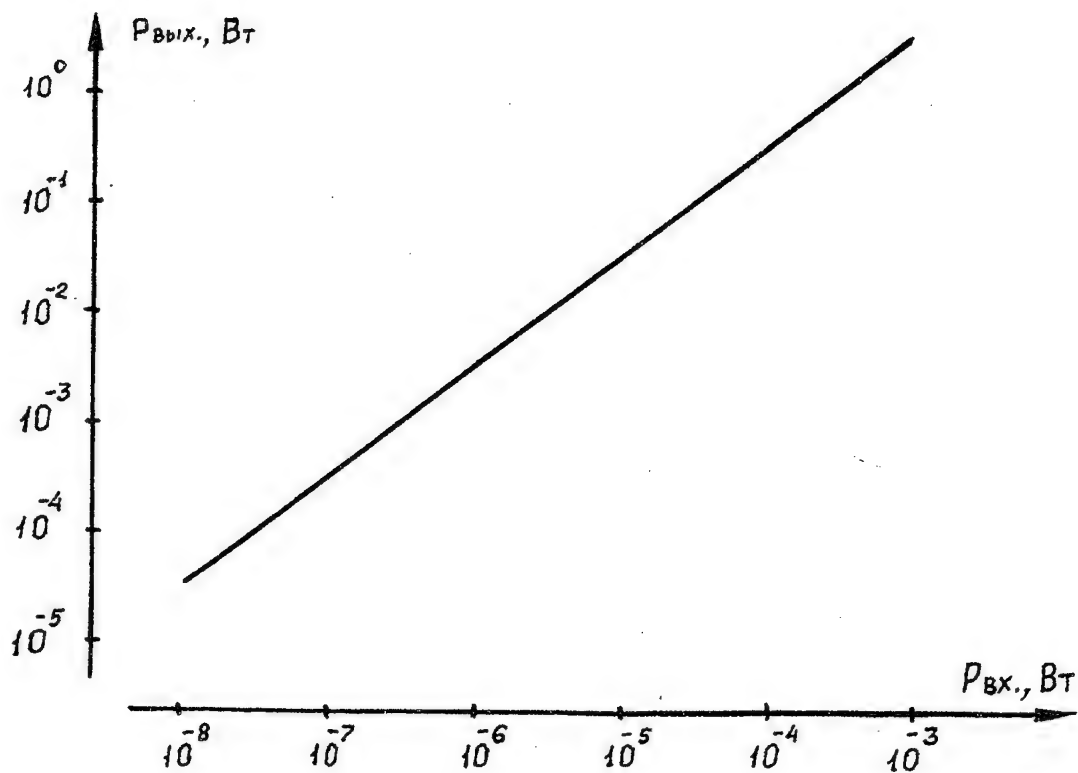


Рис.4. Динамическая характеристика усилителя 5.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ СЕТЕЙ СВЯЗИ SDH С УЧЕТОМ ЗОНОВОЙ СТРУКТУРЫ РАЗМЕЩЕНИЯ ОБСЛУЖИВАЮЩИХ ПРЕДПРИЯТИЙ

В.С. Игнаткин
ТЦМС-22, филиал АО "РОСТЕЛЕКОМ"
факс (095) 192-0981.

Аннотация - Предложена оптимизация технического обслуживания (в том числе взаимодействие обслуживающих предприятий, проведение аварийно-восстановительных работ) сетей связи синхронной цифровой иерархии скоростей передачи (SDH), с учетом централизации и автоматизации управления сетью, заложенной в стандартах SDH, а также с учетом зоновой структуры размещения обслуживающих предприятий АО "РОСТЕЛЕКОМ" на сетях SDH Москва - Хабаровск, Москва - Новороссийск, Москва - С.Петербург и др.

I. Введение

Системы связи, строящиеся на основе стандартов синхронной цифровой иерархии скоростей передачи (SDH), обеспечивают как известно не только высокоскоростную передачу (до 2,5 Гбит/с) цифровых потоков, упакованных в виртуальные контейнеры и транспортные модули, но также обеспечивают централизацию технического обслуживания системы связи, включая различные виды управления параметрами системы, дистанционный контроль сетевых элементов, переключение на резервные тракты и поиск неисправных элементов аппаратуры и т.д.

При этом меняются требования к обслуживающему персоналу, обеспечивающего эксплуатацию систем связи в своей зоне или регионе.

С одной стороны обслуживание систем SDH в техническом плане упрощается за счет автоматизации и централизации обслуживания и требования к зоновому персоналу снижаются, а с другой - требуются все более квалифицированные кадры, умеющие работать с узко специализированным компьютеризированным оборудованием SDH в том числе и в отдельных зонах.

Поиск оптимальной структуры распределения обязанностей и соответственно ответственностей между централизованной и зоновой частями технического обслуживания - между автоматической системой управления, осуществляемой компьютерными управляющими системами и техническими службами, распределенными по отдельным зонам для обслуживания линейного и станционного оборудования - задача актуальная вообще для систем SDH и особенно сегодня для АО Ростелекома в частности, строящего уникальные по дальности и производительности магистрали SDH Москва-Хабаровск, Москва-Новороссийск, Москва-С.Петербург и др.

II. Основная часть

Для обеспечения работы системы SDH в штатном режиме, кроме собственно системы передачи и контроля трафиковой и полезной информации, используются следующие системы, обеспечивающие работу технической эксплуатации систем SDH:

1. Совокупность станций теленаблюдения и контроля трех типов в соответствии с тремя уровнями иерархий теленаблюдения за параметрами системы передачи- центральной контрольной станции CS, несколько главных контрольных станции MS и несколько локальных контрольных станций LS, объединенных между собой автономной системой связи с каналами связи, образованными рабочей системой SDH;

2. Система служебных телефонных связей для регенерационных и мультиплексорных секций на основе каналов, образованных с помощью байтов заголовков рабочей системы SDH;

3. Система синхронизации, состоящая из центрального источника высокоточной и стабильной частоты и системы контроля качества синхронизации и выбора источника синхронизации на узловых регенерационных и мультиплексорных станциях;

4. Система автономной компьютерной сети (ROD), для связи между центральными и главными контрольными станциями на основе вне системных (по отношению к обслуживающей системы SDH) каналов связи;

5. Оборудование общего назначения (автономного и внешнего энергоснабжения с дублированием и резервированием, охраны от несанкционированного доступа, защиты от внешних механических, климатических и других вредных воздействий).

При этом техническое обслуживание должно обеспечивать:

- требуемые характеристики достоверности передачи (ХДП);

- поиск неисправностей станционного и линейного оборудования (ПН);
- контрольно-профилактические работы (КПР);
- аварийно-восстановительные работы (АВР).

Все виды технического обслуживания, кроме АВР, в системе SDH проводятся централизованно с соответствующих центров, как правило совмещенных с соответствующими контрольными станциями. При этом доставка сменных элементов оборудования из группового ЗИП осуществляется специализированным персоналом, т.к. замена оборудования часто требует не только механической работы, но и логического инсталлирования или конфигурации сменных блоков, что осуществляется с помощью компьютерного специализированного оборудования в виде переносного компьютера с соответствующим программным обеспечением.

Однако в условиях РФ с ее протяженными линиями замена оборудования из удаленного центра - это не простая задача из-за потери сравнительно дорогостоящего времени (особенно при ремонтных и восстановительных работах при отсутствии резервного тракта) и затрат транспортных и материальных ресурсов. Но перераспределение имеющегося на сетях SDH группового ЗИП по отдельным станциям (для уменьшения времени доставки) потребует увеличения количества дорогостоящих сменных блоков и компьютерного оборудования, а главное узко специализированных работников со статусом системного администратора или конфигуратора, имеющих соответствующую квалификацию. Все это могло бы себя оправдать, если бы применялось при практической работе, другими словами - все определяется частотой требуемого вмешательства в работу оборудования, т.е. его надежностью. Предварительные данные, полученные на основе зарубежного опыта эксплуатации систем SDH, показывают, что наработка на отказ сменных блоков аппаратуры SDH, составляет в среднем 8-11 лет [1]. Таким образом из-за одного действия персонала за период 8-11 лет по замене оборудования, готовить и держать в постоянной готовности специалистов со статусом администратора или конфигуратора в составе зональной группы обслуживания вряд-ли целесообразно. Компромиссным вариантом является предложение иметь указанных специалистов в составе производственных лабораторий соответствующих территориальных центров (ТЦМС), оснастив их соответствующей техникой и транспортом, а также установив допустимые нормы времени по замене оборудования с учетом времени транспортирования ЗИП из единого центра обслуживания соответствующих магистралей.

В качестве примера приведена таблица технического обслуживания необслуживаемых регенерационных пунктов (НРП) SDH с учетом взаимодействий персонала контрольных станций, ТЦМС и персонала зональных отделений.

III. Заключение

Техническое обслуживание новых систем связи синхронной цифровой иерархии сопровождается не только автоматизацией и централизацией обслуживания, но и дифференциацией обслуживающего персонала, требует новых типов приборов в виде специализированных компьютеров и соответствующих программных средств.

В связи с централизацией ЗИП и системного персонала время восстановления или ремонта система может быть сравнительно большим из-за удаленности центров обслуживания.

Для обеспечения высоких параметров достоверности передачи и снижения влияния времени восстановления необходимы сети с обходными путями передачи трафика и оперативной системой перехода на обходной путь.

Одной из таких возможностей является интеграция отдельных сетей в единую региональную или континентальную сеть с узловыми элементами - маршрутизаторами автоматически отыскиваемых обходной путь при потере передаваемого трафика.

На первом этапе такой интеграции целесообразно объединить кабельные, эфирные и спутниковые сети в единую в административном плане региональную сеть.

IV. Список литературы

- [1] Игнаткин В.С., Уакин Е.С. "Интегрированная передача сигналов на основе волоконно-оптических систем." - 3-я Крымская конференция "СВЧ-техника и спутниковый прием". Материалы конференции. Севастополь, 20-23 сентября 1993 г., с. 264-268.

TECHNICAL SERVICE IN SDH NETWORK CONSIDERING THE ZONE STRUCTURE OF ENTERPRISES ARRANGEMENT

Ignatkin V.S.

branch of joint-stock company "ROSTELECOM", 31-2-141 Musa Djalil St., Moscow-115580, Russia

This paper proposes the optimization of technical service (including interaction, fulfilment of accident-restoring work) of connection nets of transmission velocities synchronous digital hierarchy (SDH), considering the centralization and automatization of control of net, being put into the SDH standards as well as considering the zone structure of arrangement of operating enterprises of "ROSTELECOM" joint-stock company in SDH nets: Moscow - Khabarovsk, Moscow - Novorossiysk, Moscow - St.Petersburg.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ НРП SDH

Тип работы	Периодичность работ	Персонал			Прекращение связи
		Станций контроля (CSS, MSS, LSS)	ТЦМС	Зона-вый	
1	2	3	4	5	6
1.Измерение характеристик достоверности передачи (ХДП)	постоянно	+	-	-	нет
2. Поиск неисправностей (ПН)	постоянно	+	-	-	нет
3. Контрольно-профилактические работы (КПР).					
3.1.Ведение базы данных сети:					
-конфигурации сети;	1 месяц	+	-	-	нет
-регистрации сигналов тревог.	1месяц	+	-	-	нет
3.2. Измерение оптической мощности сетевых элементов (контроль лазеров):					
- передаваемая - на блоке DDF;	1 год	-	-	+	да
- передаваемая - на панели ABF;	1 год	-	-	+	нет
- передаваемая - с SMSW (LCT);	1 год	-	+	+	нет
* увеличение тока смещения (%);	1 год	-	+	+	нет
* увеличение тока модуляции (%);	1 год	-	+	+	нет
*ток отсечки;	1 год	-	+	+	нет
-принимаемая - на входе DDF ;	1 год	-	-	+	да
-принимаемая - на панели ABF.	1год	-	-	+	нет
3.3. Измерение напряжений электроп.	1год	+	-	+	нет
3.4. Проверка тревожной сигнализации	2года	+	-	+	нет
3.5. Проверка служебных каналов.	1год	-	-	+	нет
3.6.Очистка поверхностей разъемов ВОК.	при необходи- мости	-	-	+	да
4.Аварийно-восстановительные работы (АВР).	при обрыве трафика	+	-	+	да
4.1.На ВОК.	при обрыве	-	-	+	да
4.2.На станционном оборудовании НРП:					
- без замены блоков ;	при отказе	-	-	+	да
- с заменой блоков мультимплексоров.	при отказе	+	+	+	да

Примечания:

- 1.+ в таблице означает проведение работ.
2. Зонавый персонал проводит технический надзор за всеми работами, проводимыми на НРП, и обеспечивает допуск на свои объекты персонала ТЦМС и Контрольных станций.

ИМИТАТОР СПУТНИКОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ

И.Л. Афонин, Ю.П. Михайлюк

Севастопольский государственный технический университет

И.Б. Савицкий

Севастопольское КБ Радиосвязи

Аннотация - Для производства и аттестации станции спутниковой связи (ССС) класса ИНМАРСАТ-С были разработаны имитаторы береговой земной станции (БЗС), координирующей станции сети (КСС), а также имитатор каналов связи, позволяющий вводить в канал различные виды помех: замирания, фазовый шум, доплеровский сдвиг частоты и др. Предложен метод построения имитатора замираний спутникового канала связи.

I. Введение

На основании технических требований по разработке, изготовлению и одобрению типа судовой земной станции ИНМАРСАТ-С имитаторы должны осуществлять обработку базового сообщения, функции доступа, управления и сигнализации БЗС и КСС, обеспечить проведение обширных испытаний функций доступа и управления проверяемой ССС, работы демодулятора, демережителя, декодера с учетом влияния различных видов искажений, возникающих в канале связи [1].

II. Основная часть

На характеристику каналов связи значительное влияние оказывают замирания, возникающие вследствие интерференции между прямой волной и одной или несколькими отраженными волнами, образованными рассеянием сигнала от точек морской поверхности вблизи судна.

Математическая модель, используемая в настоящее время в системе ИНМАРСАТ-С для имитации влияния замираний, вызванных многолучевым распространением, на канал морской спутниковой связи, является полуэмпирической моделью, обеспечивающей хорошее совпадение расчетных и измеренных данных. Модель выведена из статистики замираний в канале и соответствует распределению Райса. В рамках этой модели замирания можно рассматривать как результат сложения сигнала несущей и двух ответных сигналов, амплитуды которых медленно изменяются в соответствии с распределением Релея. Параметры модели были определены для аппроксимации измеренных данных с учетом неблагоприятного состояния морской поверхности и для случая квазиизотропной диаграммы направленности антенны.

В соответствии с математической моделью и требованиями МККР разработана структурная схема имитатора замираний, приведенная на рисунке. В нее входят канал прямого сигнала и два канала отраженных сигналов, смещенных по фазе на $\pi/2$. Отраженные сигналы формируются путем модуляции несущей низкочастотным шумом некоррелированных источников. Отличительной особенностью предлагаемой структурной схемы является использование в качестве первичных источников шума генераторов псевдослучайной двоичной последовательности (ПСДП) [2]. Генератор ПСДП реализован на основе 32-х разрядного регистра сдвига, охваченного цепями обратной связи. Коррелляция источников шума исключается различным подключением обратной связи, а также случайными начальными условиями запуска генераторов ПСДП. В соответствии с моделью замираний Райса на входы модуляторов подается гауссовый шум, прошедший через фильтр нижних частот Баттерворта второго порядка с регулируемой граничной частотой полосы пропускания от 0,5 Гц до 3 Гц по уровню 3 дБ. Усилитель постоянного тока с регулируемым коэффициентом усиления используется для установки отношения С/М средних уровней мощности прямого и отраженного сигналов в диапазоне от 0 до 15 дБ. Управление имитатором замираний осуществляется при помощи устройства управления и регулировки (УУР) с использованием микроконтроллера. Через УУР осуществляется связь с имитаторами БЗС и КСС.

III. Заключение

Разработанный имитатор замираний входит в состав комплекса аппаратуры для проведения квалификационных испытаний, аттестации и производства ССС "Муссон-720" класса ИНМАРСАТ-С. С использованием этого комплекса ведутся исследовательские работы по разработке устройств перемежения, скремблирования, кодирования с учетом влияния различных искажений, а также по созданию адаптивных систем связи, согласованных с каналом связи.

IV. Список использованной литературы:

- [1] Судовая ССС класса ИНМАРСАТ-С "Муссон-720". Научно-технический отчет по техническому проекту / N ГР 0193U003892 Севастополь, КБ РС, 1993.-168 с.
- [2] Бобнев М.П. Генерирование случайных сигналов.- М.: Связь, 1979. - 240 с.

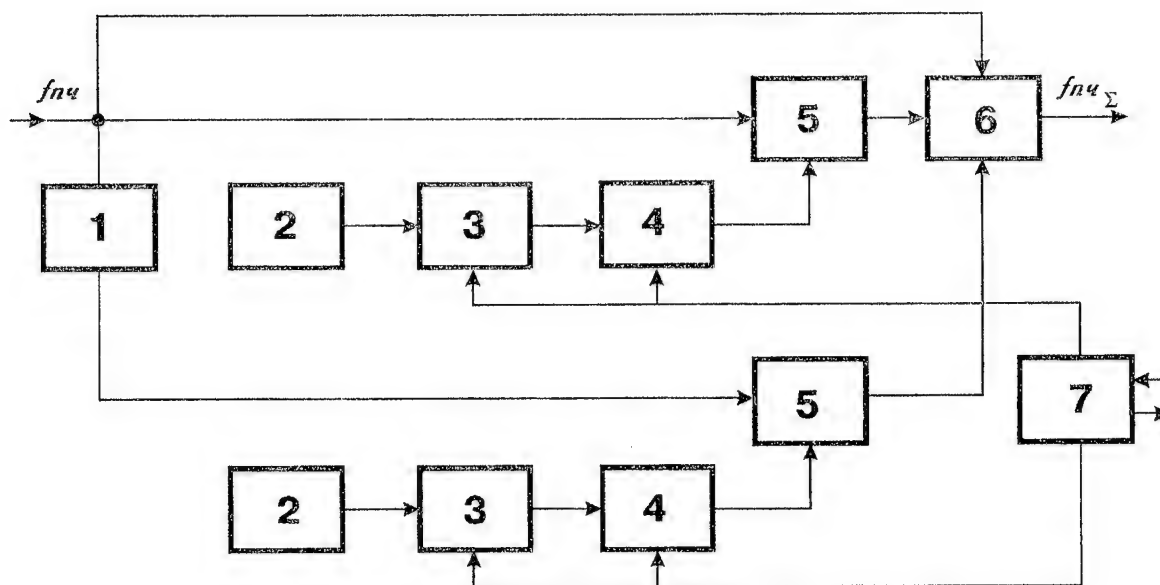


Рис. Структурная схема имитатора спутникового канала связи

- 1-фазовращатель на $\pi/2$
- 2-некоррелированный источник гауссового шума
- 3-фильтр нижних частот
- 4-усилитель постоянного тока
- 5-модулятор
- 6-сумматор
- 7-устройство управления и регулировки.

SATELLITE COMMUNICATION CHANNEL SIMULATOR

Afonin I.L., Mikhailyuk Yu.P.

Sevastopol State Technical University, Studgorodok, Sevastopol-335053, Ukraine

tel. (0690) 23-50-18

Savitski I.B.

Sevastopol Design Bureau of Radiocommunication

29 Vakulenchuka St., Sevastopol-335053, Ukraine

tel. (0690) 24-41-00

The system for development, producing and testing of Inmarsat-C stations is considered. The system includes simulators of cost earth, net coordinating stations as well as channels simulator which allows to put different kinds of disturbance into the channel: fading, phase noise, Dopler's shift and so on. The paper describes the construction of multipath fading simulator. The system allows to simulate signal fading of different duration and amplitude. Channel is modelled on the base of fading statistic which complies with Raise's distribution. System is controlled with the help of built-in microcontroller. The block diagram and main characteristics of the simulator are presented in this paper.

Проектирование малогабаритного приемопередатчика для радиорелейных линий связи Ка-диапазона.

Евграфов А.Ю., Миннебаев В.М.
НИИ "Пульсар", 105187, Москва, Окружной пр., 27,
факс. 095-366-55-83

Аннотация. В докладе приведены результаты проектирования и изготовления малогабаритного приемопередатчика диапазона 36-37,5 ГГц с $P_{\text{вых}}=20\text{ Вт}$, $K_{\text{ш}} < 7,0\text{ дБ}$ при $K_{\text{ур}} > 37\text{ дБ}$, потребляемая мощность менее 700 мВт. Приемный и передающий сигналы объединены в круглом волноводе и развязаны по поляризации.

Разработанный приемопередатчик может использоваться для организации коротких (до 2 км) линий связи.

1. Введение.

В связи с тем, что в разрабатываемой радиолинии применяется амплитудная модуляция сигнала, а так же для достижения минимального потребления, при проектировании конвертера выбрана схема с одним задающим автогенератором (АГ) и последующей амплитудной модуляцией сигнала. Выбор супергетеродинной схемы приемника обусловлен совокупностью предъявляемых к нему требований по чувствительности, динамическому диапазону и потребляемой мощности. Использование усилителя промежуточной частоты (УПЧ) с регулируемым усилением необходимо для изменения уровня выходного сигнала приемника в зависимости от расстояния между приемником и передатчиком, а также от условий распространения радиоволн в атмосфере. В целях снижения габаритов конвертера вход приемного и выход передающего трактов объединены в едином круглом волноводе, развязка сигналов осуществляется за счет их различной поляризации. Структурная схема разрабатываемого приемопередатчика приведена на рис. 1.

Из вышеописанной структурной схемы приемопередатчика следует, что для организации линии связи необходимо, чтобы приемопередатчики, расположенные на различных концах радиолинии были настроены на сопряженные частоты, то есть разница выходных частот приемопередатчиков составляла величину равную промежуточной частоте приема.

2. Проектирование приемопередатчика.

Приемопередатчик изготовлен на базе технологии ГИС. В качестве активных элементов ГИС применены GaAs НЕМТ и FET, выпускаемые ГУНПП "Пульсар". При проектировании цепей согласования ГИС использованы эквивалентные схемы транзисторов, восстановленные по результатам измерений их параметров в миллиметровом диапазоне [1,2].

Автогенератор представляет ГИС на основе FET с шириной затвора 180 мкм с частотнозадающей цепью в виде разомкнутого шлейфа в цепи затвора; обратная связь по току осуществляется через индуктивность в истоке. FET работает в режиме автосмещения, что позволяет увеличить температурную стабильность генератора до $0.2 \cdot 10^{-4}$. Выходная мощность генератора на частоте

37 ГГц составляет 20 мВт, потребляемая мощность не более 0.3 Вт. Принципиальная схема автогенератора представлена на рис.2.

В качестве модулятора сигнала использован усилитель мощности (УМ) на FET с шириной затвора 180 мкм, включенного по схеме с общим истоком, модуляция коэффициента усиления которого осуществляется по цепи затвора ("0" - 2В, "1" - 0В). Глубина модуляции не менее 20 дБ. Рабочий режим FET: $U = +6В$, $I = 40 мА$; потребляемая мощность УМ в режиме амплитудной модуляции со скважностью 2 составляет $P_{потр} = 0.12 Вт$.

Делитель мощности типа КДМ (кольцевой делитель мощности) обеспечивает равное деление мощности гетеродина между приемным и передающим трактами.

В ГИС смесителя использованы НЕМТ А818 с шириной затвора 75 мкм. Принципиальная схема ГИС приведена на рис.3. Смеситель выполнен по схеме резистивного смесителя. Данная схема обеспечивает наилучшую развязку сигнала и гетеродина. В целях снижения потребляемой мощности транзистор находится в режиме близком к отсечке ($U_z = -1В$, $U_c = +1.5В$, $I_c = 0.5-1.0 мА$). Диапазон частот сигнала и гетеродина 35-38 ГГц, промежуточная частота 1 ГГц. Смеситель обладает $K_{ш} = 5,6 дБ$, $L_{пр} = -4 дБ$ при мощности гетеродина 5-7 мВт.

Конструктивно все ГИС миллиметрового диапазона представляют собой коваровое золоченое основание (4.3x12x0.4 мм), на котором в разрыв между кварцевыми платами толщиной 0.2 мм установлены кристаллы транзисторов. На кварцевых платах выполнены цепи согласования и подачи питания. Контактные площадки кристаллов транзисторов соединены с микрополосковыми линиями золотой проволокой диаметром 15 мкм методом термокомпрессии.

ГИС УПЧ представляет собой двухкаскадный усилитель на транзисторах КТ3132, включенных по схеме с автосмещением. УПЧ обладает $K_{ш} < 2,0 дБ$ при $K_{ур} > 20 дБ$. При снижении напряжения питания с +6В до +4В коэффициент усиления УПЧ уменьшается на 25 дБ. Конструктивно ГИС УПЧ представляет собой поликоровую плату толщиной 0.5 мм, на которой установлены два кристалла транзисторов, а так же выполнены цепи согласования и подачи питания.

Детектор выходной мощности изготовлен на основе кристалла транзистора АП608 с низким напряжением отсечки и предназначен для организации цепи обратной связи АРУ. Детектор работает без смещения и обеспечивает уровень выходного напряжения $U_{вых} > 70 мВ$ на нагрузке $R_n = 1 кОм$ при мощности сигнала на его входе $P_c = 1 мВт$. (Выходная мощность приемника при компрессии коэффициента усиления 1 дБ составляет $P_{вых} = 7...10 мВт$.) АРУ необходимо для изменения уровня выходного сигнала приемника в зависимости от расстояния между приемником и передатчиком, а также от условий распространения радиоволн в атмосфере, и позволяет расширить динамический диапазон приемопередающего модуля.

3. Измерение параметров приемопередатчика.

Разработанный приемопередающий модуль (ППМ) представляет собой устройство с круглым волноводом диаметром 6 мм с ортогональной поляризацией входного и выходного сигналов КВЧ диапазона на основной моде колебаний Н₁₁. Выход сигнала ПЧ осуществляется через коаксиальный разъем типа "Град". ППМ включает в себя: ГИС автогенератора, ГИС модулятора, ГИС смесителя, две ГИС УПЧ, детектор выходной мощности сигнала ПЧ, необходимый для формирования сигнала управления усилением УПЧ. Габариты

ППМ - 35x37x25мм. Внешний вид приемопередатчика представлен на рис.4. Измеренные параметры ППМ представлены в таблице:

N ППМ	1	2
Частота вых.сигнала, ГГц	37.5	36.5
Частота вх.сигнала, ГГц	36.5	37.5
Промежуточная частота, ГГц	1.0	1.0
Выходная мощность передатчика, мВт	21.5	20.9
Глубина модуляции, дБ	22.0	21.5
Коэффициент шума приемника, дБ	7.2	6.9
Коэффициент усиления приемника, дБ	38.7	37.9
Глубина АРУ приемника, дБ	50.0	50.0
Увых детектора (при Rвых приемника=1мВт), мВ	100	90
Потребление по цепям питания, мА :		
+6 В	49.0	44.0
-3 В	1.2	1.4
модуляции +6 В (0 В)	37 (0)	39 (0)
АРУ +6 В (+4 В)	40 (20)	40 (19)

4. Заключение.

Разработан малогабаритный приемопередатчик диапазона 36-37,5 ГГц с выходной мощностью более 20 мВт, коэффициентом шума менее 7.0 дБ при коэффициенте усиления более 37 дБ и мощности потребления менее 700мВт для организации коротких (до 2км) линий связи.

5. Литература.

[1] - Minnebaev V.M., Abolduyev I.M. Low Noise Converter for Ka-band - Materials of The 1th International Conference "Satellite Communications", Moscow, 1994.

[2] - Миннебаев В.М., Евграфов А.Ю. "Приемо-передающий моноблок Ка-диапазона" - Материалы 5-ой Крымской Конференции "СВЧ-техника и спутниковый прием", т.2., Севастополь, 1995.

DESIGN OF MINIATURE TRANSCEIVER FOR Ka-BAND RADIO-RELAY COMMUNICATIONS

Yevgrafov A.Yu., Minnebaev V.M.
SRI "Pulsar", 27 Okruzhnoy Pr., Moscow-105187, Russia
fax 095-366-55-83

The results of design and producing of the miniature receiver/transmitter for 36-37.5 GHz frequency band are presented in this paper. It has $P_{out\ 1\ dB} > 20\ mW$, noise figure less than 7 dB and gain more than 37 dB, power consumption less than 700 mW. FETs and HEMTs used for Ka-band receiver/transmitter design and fabrication are the production of SRI & plant "Pulsar". The equivalent circuits of HEMT and FET chips are used for networks design. The receiver/transmitter can be used for the short communications for the distance of 1...2 km.

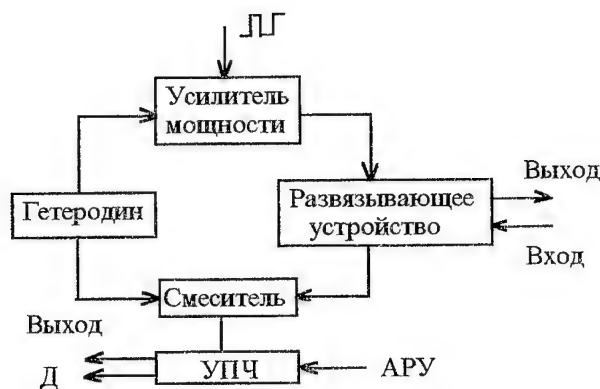


Рис.1. Структурная схема приемопередатчика.

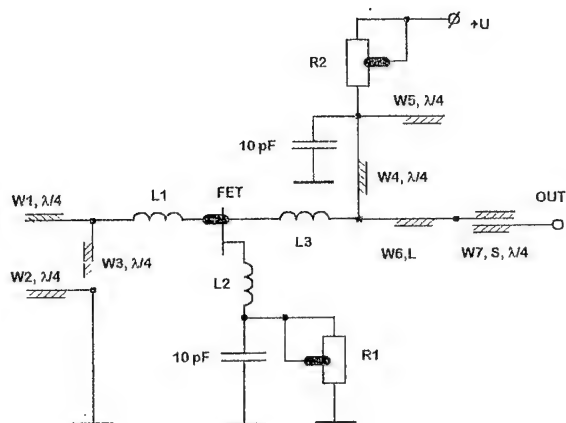


Рис.2. Принципиальная схема генератора.

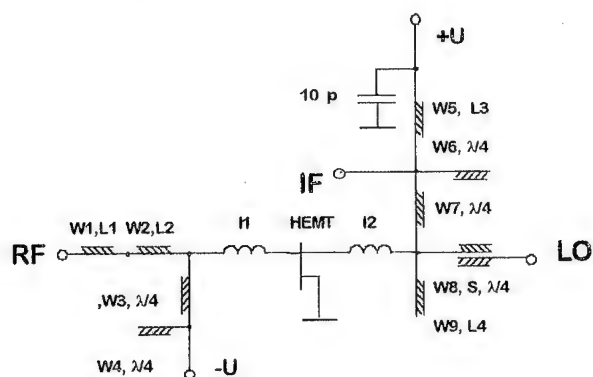


Рис.3. Принципиальная схема смесителя.

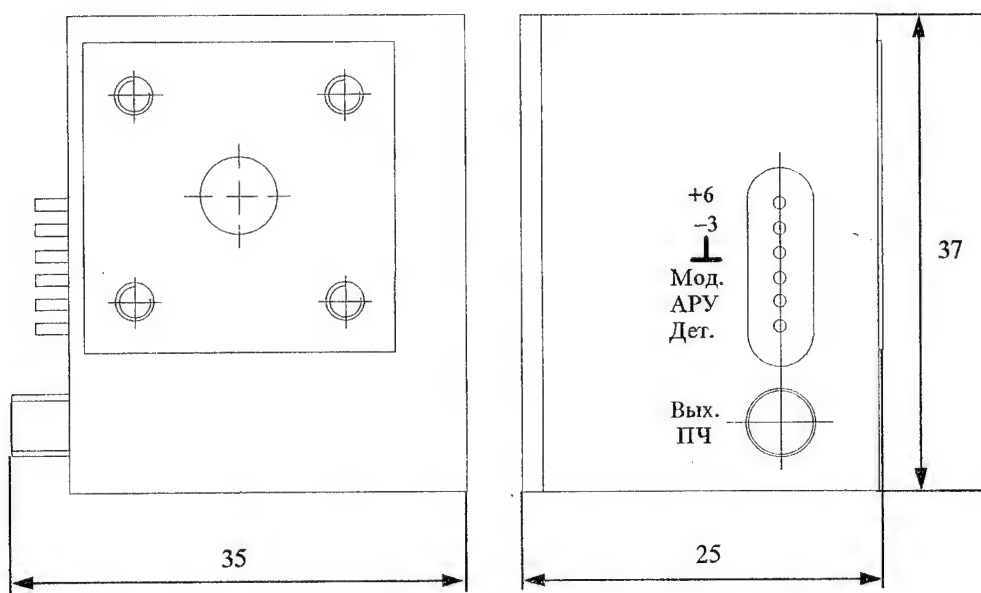


Рис.4. Внешний вид малогабаритного приемопередающего модуля Ka-диапазона.

СВЧ-электроника сверхбольших мощностей и плазменная электроника

Very High Power Microwave Electronics & Plasma Electronics

ВИРКАТОР С АНОДНЫМ РЕЗОНАТОРОМ

К.В. Горбачев, А.Е. Когутницкий, В.М. Михайлов, Е.В. Нестеров, С.А. Рошупкин, В.П. Шумилин.....185
VIRKATOR WITH ANODE RESONATOR CAVITY
K.V. Gorbachev, A.E. Kogutnitsky, V.M. Mikhailov, E.V. Nesterov, S.A. Roschupkin, V.P. Shumilin

ГЕНЕРАЦИЯ МОЩНЫХ ИМПУЛЬСОВ СВЧ НА УСКОРИТЕЛЕ С ИНДУКТИВНОЙ ФОРМИРУЮЩЕЙ ЛИНИЕЙ

К.В. Горбачев, И.О. Золотых, А.Л. Лисичкин, Е.В. Нестеров, В.Ю. Петров, С.Д. Плаксина,
С.А. Рошупкин, В.А. Строганов, Е.В. Черных, В.П. Шумилин, Д.Г. Яковлев.....188
HPM GENERATION ON INDUCTIVE FORMING LINE ACCELERATOR
K.V. Gorbachev, E.V. Chernych, I.O. Zolotych, A.L. Lisichkin, E.V. Nesterov, V.J. Petrov,
S.D. Plaksina, S.A. Roschupkin, V.A. Stroganov, V.P. Shumilin, D.G. Yakovlev

КАЛОРИМЕТР ИМПУЛЬСНОГО СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ

А.Л. Лисичкин, Е.В. Нестеров, В.А. Строганов, В.П. Шумилин.....192
PULSED POWER MICROWAVE CALORIMETER
A.L. Lisichkin, E.V. Nesterov, V.P. Shumilin, V.A. Stroganov

ГЕНЕРАЦИЯ МОЩНЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ ИМПУЛЬСОВ ПРИ ЗАПИТКЕ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТРИОДА ОТ ИНДУКТИВНОГО НАКОПИТЕЛЯ

К.В. Горбачев, А.Н. Диденко, Е.В. Нестеров, С.А. Рошупкин, В.А. Строганов, В.П. Шумилин.....195
HIGH POWER MICROWAVE PULSES GENERATION
IN REFLEX TRIODE WITH INDUCTIVE STORAGE
K.V. Gorbachev, A.N. Didenko, E.V. Nesterov, S.A. Roschupkin, V.P. Shumilin, V.A. Stroganov

СПИРАЛЬНЫЕ ЗАМЕДЛЯЮЩИЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ ГЕНЕРАТОРОВ С МАГНИТНОЙ САМОИЗОЛЯЦИЕЙ

В.А. Балакирев, П.И. Марков, Г.В. Сотников.....198
HELIX SLOW-WAVE STRUCTURES FOR GENERATORS WITH MAGNETIC SELF-INSULATION
V.A. Balakirev, P.I. Markov, G.V. Sotnikov

The coaxial transmission lines (CTL) whose anode or cathode are set of periodically spaced resonators are the most widely applied slowing structures in generators with magnetic insulation (MILO). In these slowing structures the electron flow excites the axially symmetrical TEM-oscillations. It is not advisably to use the axially symmetrical kind of oscillation in antenna facilities because they do not provide the pattern with radiation maximum along the axis of structure. The helix slow-wave structures solve the problem of obtaining of nonsymmetrical oscillations. The three kinds of helix slowing structures are investigated in this paper. They are CTL with helically corrugated cathode, CTL with helically corrugated anode and a screw slowing structure. It is shown that nonsymmetrical mode of oscillations similar to H_{11} -mode oscillations of cylindrical waveguide can exist in helically corrugated CTL and screw structure. It is necessary to use just this wave mode to output the power of excited wave from MILO.

РАЗВИТИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА ПРИ НЕЛИНЕЙНОМ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ ВОЛН В НЕОГРАНИЧЕННОЙ ПЛАЗМЕ БЕЗ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

В.А. Буц, О.В. Мануйленко, В.И. Муратов, А.П. Толстолужский.....202
DEVELOPMENT OF DYNAMICAL CHAOS UNDER NONLINEAR INTERACTION
OF WAVES IN UNBOUNDED UNMAGNETIZED PLASMA
V.A. Buts, O.V. Manuilenko, V.I. Muratov, A.P. Tolstoluzhsky

ПУЧКОВО-ПЛАЗМЕННЫЙ ГЕНЕРАТОР-УСИЛИТЕЛЬ

А.С. Алисов, А.К. Березин, А.В. Бородин, Ю.М. Ляпкало, И.Н. Онищенко, Я.Б. Файнберг.....206

BEAM-PLASMA GENERATOR-AMPLIFIER

A.F. Alisov, A.K. Berezin, A.V. Borodkin, Yu.M. Lyapkalo, I.N. Onishchenko, Ya.B. Fainberg

ВОЗБУЖДЕНИЕ ЭМИ СИЛЬНОТОЧНЫМ РЭП В МАГНИТНОМ ПОЛЕ

В.А. Балакирев, Г.Л. Сидельников.....209

THE EMP EXCITATION BY PULSED HIGH-CURRENT REB IN A MAGNETIC FIELD

V.A. Balakirev, G.L. Sidelnikov

The EMP formation mechanism, as a result of momentary crossing by electron beam (bunch) magnetic lines of force is investigated. The brehmstrahlung radiation effect for high-current electron beam is considered on the analogue to the classic brehmstrahlung radiation of the individual charge intersecting the magnetic lines of force transversely. It is shown that excited electromagnetic field (brehmstrahlung radiation) has wideband properties and its intensity for beam parameters, easily provided by experiment, may be very significant. It is pointed out that for electron beam with the time of duration significantly higher than the time of duration of the beam scattering in the magnetic field ($\tau_p \gg 1/\omega_c$, ω_c is cyclotron frequency), dissimilarity between current spectrum and spectrum of the radiation is negligible.

ВИРКАТОР С АНОДНЫМ РЕЗОНАТОРОМ

К.В. Горбачев, А.Е. Когутницкий, В.М. Михайлов,
Е.В. Нестеров, С.А. Рощупкин, В.П. Шумилин

Научно-исследовательский центр теплофизики импульсных воздействий РАН
ИБТАН 127412, Москва, Ижорская 13/19, Россия
факс (095)4857990

Аннотация - Приведены результаты численного моделирования и экспериментальных исследований СВЧ-генератора (типа ВИРКАТОР) с анодным резонатором. В отсутствие внешнего магнитного поля исследовано влияние геометрии резонатора на модуляцию тока электронного пучка, прошедшего в волновод. Обнаружена сильная зависимость глубины модуляции тока на собственной частоте резонатора от размеров отверстия связи. При слабой зависимости от величины тока пучка это позволяет надеяться на создание новой схемы эффективного СВЧ-генератора.

I. Введение

Все традиционные схемы микроволновых генераторов с виртуальным катодом отличаются простотой конструкции. Как правило, они представляют собой различные модификации двухэлектродной системы. Так, в виркаторе электронный пучок с запредельным током выпускается в анодное дрейфовое пространство; в отражательном триоде стенки камеры дрейфа имеют катодный потенциал. Можно сказать, что эта конструктивная простота и является причиной недостатков таких приборов, а именно, сравнительно низкого КПД и широкого спектра излучения.

В СВЧ-электронике существует несколько общепризнанных методов, применяемых для увеличения КПД и уменьшения ширины полосы излучения. Однако, их применение в сильноточных устройствах, особенно таких как приборы с виртуальным катодом, сильно затруднено отсутствием высокой стабильности качества пучка, получаемого с помощью взрывной эмиссии, и нестабильностью самого виртуального катода. Первой удачной попыткой исправить положение с помощью такого простого дополнительного элемента как анодный резонатор следует считать теоретические работы японских ученых W.Jiang, K.Masugata и K.Yatsui [1,2]. В обеих работах рассматривалась виркаторная (точнее, редитронная) схема. Резонатор располагался между диодом и областью виртуального катода.

При численном моделировании [1,2] предполагалось, что полый моноэнергетический электронный пучок инжектируется из диода с постоянным током. Пучок проходит через тонкий цилиндрический резонатор и входит в цилиндрический волновод, где и формируется виртуальный катод. Предполагалось, что вся система погружена в сильное аксиальное магнитное поле, так что электроны совершают только осевое движение. Стенка резонатора, разделяющая волновод и резонатор, считалась абсолютно прозрачной для электронов.

В [1] расчет проводился для следующих параметров: энергия электронов 3.8 МэВ, ток пучка 40 кА, радиус пучка 0.5 см, его толщина 1.5 мм, радиус волновода 3 см, радиус и толщина резонатора 7,5 и 3 мм соответственно, радиус отверстия связи между резонатором и волноводом 2.5 мм.

Численное моделирование показало, что электронный пучок за резонатором сильно промодулирован на собственной частоте резонатора. Отраженные от области виртуального катода электроны при соответствующем фазовом соотношении способствуют быстрому росту колебаний в резонаторе. В связи с этим авторы отмечают важную роль отверстия связи, оптимальный размер которого определяется из тех соображений, чтобы интенсивность колебаний в резонаторе не была слишком велика и не приводила к отражению первичных электронов пучка и пробоем резонатора. Авторы [1] утверждают, что равенство частоты TM_{010} моды резонатора и частоты колебаний виртуального катода приводит к увеличению эффективности генерации виркатора.

В [2] численное моделирование проведено для других параметров (энергия электронов 300 кэВ, ток пучка 1.5–2.0 кА, осевое магнитное поле 8 кГс, внешний радиус пучка 3 мм, внутренний радиус 1 мм, радиус волновода 3 см, ширина и радиус резонатора соответственно 3 мм и 12.5 мм) и исследовано влияние энергетического разброса электронов и изменения тока пучка на частоту и амплитуду колебаний электрического поля в волноводе. Так, если без анодного резонатора энергетический разброс электронов в 3% приводит к практически полному подавлению колебаний электрического поля в волноводе, то при наличии резонатора влияния такого энергетического разброса вообще не обнаружено. Кроме того, если без резонатора увеличение тока пучка на 25% приводит к увеличению частоты колебаний виртуального катода на 50%, то при наличии резонатора такое же изменение тока практически не отражается на частоте модуляции проходящего в волновод пучка.

II. Численное моделирование

Авторы работ [1,2] предполагали наличие сильного внешнего магнитного поля. Как уже отмечалось ранее, наиболее привлекательной чертой приборов с виртуальным катодом является возможность работать и без внешнего магнитного поля. В связи с этим был проведен цикл расчетов по исследованию влияния анодного резонатора на работу системы без внешнего магнитного поля с помощью полного электромагнитного кода KAPAT [3]. Моделировался осесимметричный вариант виркаторной схемы (рис.1) со следующими параметрами: энергия электронов 500 кэВ (точнее, в коаксиальный волновод слева запускалась ТЕМ волна с разностью потенциалов 500 кВ), ток пучка 17 кА, фронт нарастания тока 2 нс, внешний и внутренний радиусы эмиттирующей зоны на катоде соответственно 3 и 1 см, зазор между катодом и анодом 7 мм, радиус резонатора $R=3.8$ см, его толщина

1 см (собственная частота TM_{010} моды резонатора составляла ~ 3 ГГц). Все расчеты проводились на сетке с шагом 1 мм по обоим измерениям, что составляло 7 шагов на катод-анодный промежуток.

Исследовалась модуляция тока в различных сечениях. Эти сечения показаны точками на рис.1: непосредственно после первой сетки, после второй сетки, и на расстоянии 1 см за виртуальным катодом. В спектрах токов легко выделить две группы частот: частоту колебаний виртуального катода, которая в зависимости от величины отверстия связи (радиус r) меняется в пределах 4.5–6 ГГц и собственную частоту резонатора ~ 2.5 –4.5 ГГц (рис.2.). На рис.3 приведены зависимости фурье-амплитуд токовых колебаний на частоте виртуального катода (\ast) и на собственной частоте резонатора (\circ) от отношения r/R для $z=3.3$; 4.3 и 6.2 см. Видно, что внутри резонатора ($z=3.3$ см) "низкочастотных" колебаний ($f \sim 2.5$ –4.5 ГГц) практически нет, так как пучок еще не успел промодулироваться на этой частоте. Высокочастотные колебания ($f \sim 4.5$ –6 ГГц) обусловлены отраженными от виртуального катода электронами. Сразу за резонатором ($z=4.3$ см) в колебаниях тока уже присутствует собственная частота резонатора, причем существует оптимальное отношение радиусов отверстия связи и резонатора $r/R \sim 0.2$ –0.3. За виртуальным катодом ($z=6.2$ см) в спектре уже преобладают "низкочастотные" колебания.

Таким образом, и в отсутствие внешнего магнитного поля при правильном выборе размера отверстия связи электронный ток будет промодулирован на собственной частоте анодного резонатора независимо от колебаний виртуального катода (то есть, независимо от тока пучка и величины зазора между катодом и анодом).

III. Экспериментальные исследования

Численное моделирование работы виркатора с анодным резонатором без внешнего магнитного поля показало, что наличие резонатора способно существенно улучшить эффективность генерации. Что касается отражательного триода, то численное моделирование такой системы представляет собой сугубо трехмерную задачу и, хотя в принципе возможно, требует очень большого расчетного времени. В связи с этим, было проведено экспериментальное исследование работы отражательного триода с анодным резонатором на установке. Был изменен только анодный узел, который в данном случае представлял собой металлический диск диаметром 200 мм с укрепленным в центре резонатором.

Резонатор представлял собой медное кольцо с внутренним диаметром 78 мм и высотой 14 мм. Обе сетки были намотаны радиально. Центральная часть обращенной к катоду сетки представляла собой сплошной диск диаметром 26 мм, а обращенной к виртуальному катоду сетки – такой же диск с внутренним отверстием 20 мм в диаметре. Обе сетки состояли из 48 секторов.

В процессе эксперимента изменялось расстояние между катодом и резонатором (L), а так же напряжение зарядки ГИТ-а (U). Напряжение на диоде составляло ~ 400 кВ, ток пучка ~ 15 кА. Контролировалась огибающая электрического поля микроволнового импульса. Оказалось, что при $L=20$ мм (когда частота колебаний виртуального катода приблизительно равна собственной частоте резонатора) излучения практически нет. Это может быть обусловлено недостаточным током пучка в этом случае. При $L=9$ –12 мм (когда частота колебаний виртуального катода примерно в два раза превышала собственную частоту резонатора) наблюдалась сильная зависимость мощности излучения от межэлектродного расстояния и напряжения зарядки (см. рис.5, где по вертикальным осям отложено максимальное электрическое поле волны на расстоянии 3 м от выходного окна в относительных единицах). Таким образом, результаты предварительных экспериментов позволяют рассчитывать на увеличение эффективности генерации с использованием анодного резонатора в схеме отражательного триода при оптимальном выборе параметров системы.

IV. Заключение

Генераторы мощных микроволновых импульсов на основе приборов с виртуальным катодом без внешнего магнитного поля представляют большой интерес для исследователей из-за простоты и возможности получения высокой эффективности по общей затрачиваемой мощности. Недостатки такого типа генераторов могут быть исправлены путем введения достаточно простых дополнительных элементов, например, анодного резонатора.

Работа поддержана Российским Фондом Фундаментальных Исследований.

V. Список литературы

- [1] W.Jiang, K.Masugata and K.Yatsui, "High-power microwave generation by virtual cathode oscillator", SPIE, vol. 2154, 13, 1994.
- [2] W.Jiang, K.Masugata and K.Yatsui, "A new configuration of efficient narrow-bandwidth microwave generation", Proc. Of the 10th Int. Conf. On High-Power Particle Beams, Jun 20-24, 1994, San-Diego, California, vol.II, pp.909–912, 1994.
- [3] V.P.Tarakanov, "User's Manual for code KARAT", BRA, Inc., V.A., USA, 1992.

VIRKATOR WITH ANODE RESONATOR CAVITY

Kogutnitsky A.E., Mikhailov V.M., Nesterov E.V., Plaksina S.D., Roschupkin S.A., Shumilin V.P.
High Energy Density Research Center, RAS, IVTAN, 13/19 Izhorskaya St., Moscow-127412, Russia
fax (095) 4857990

The results of numerical simulations of microwave oscillator (VIRKATOR type) with anode cavity are given. In absence of the leading magnetic field, the effect of resonator cavity sizes on the electron beam current modulation is investigated. It is found that the amplitude of electron beam current modulation corresponding the resonator frequency strongly depends upon size of resonator hole and is independent of the current value. This fact gives reasons for developing of new effective microwave generator.

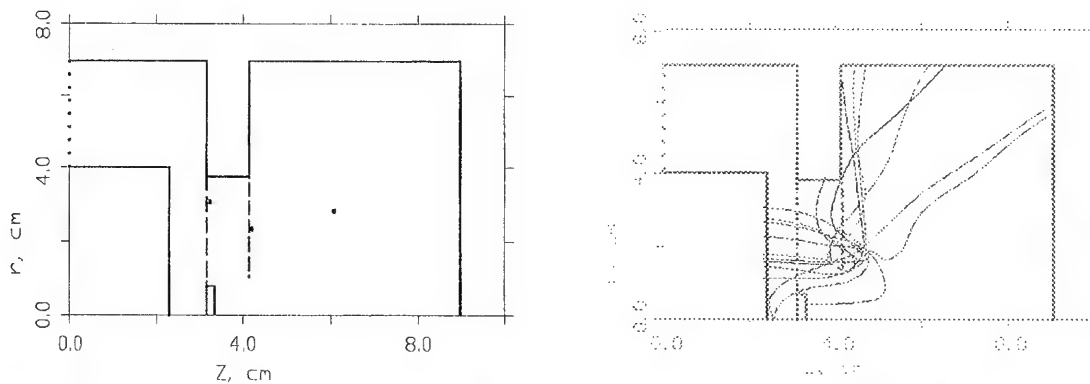


Рис. 1. Расчетная геометрия задачи (точками показаны сечения, в которых исследовалась модуляция тока. Приведены несколько расчетных траекторий частиц.

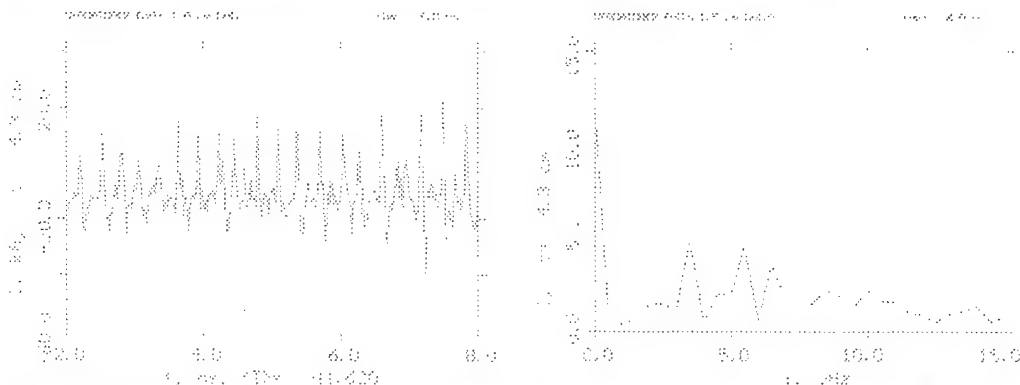


Рис. 2. Характерный вид осциллограммы тока пучка в сечении $z=4.3$ см и Фурье-спектр данной осциллограммы.

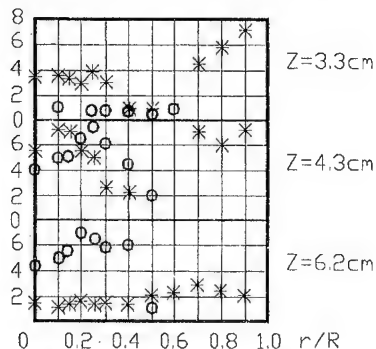


Рис. 3. Зависимости фурье-амплитуд токовых колебаний на частоте виртуального катода (*) и на собственной частоте резонатора (o) от отношения r/R для $z=3.3$; 4.3 и 6.2 см

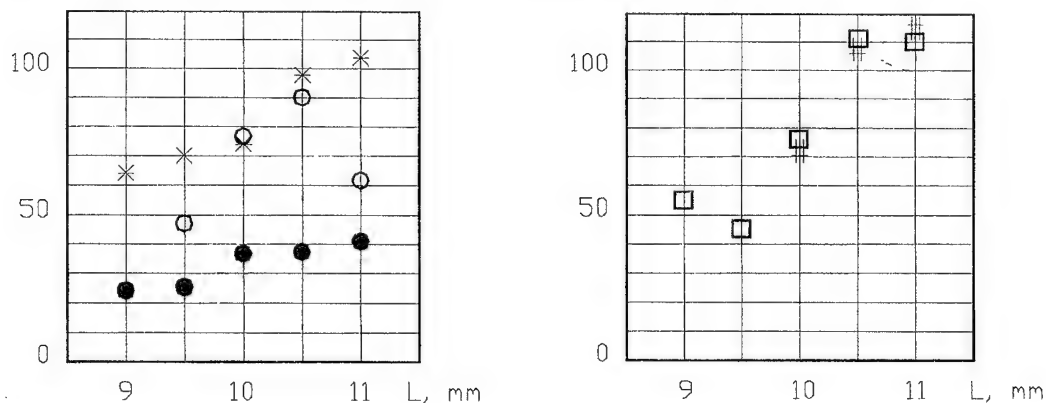


Рис. 5. Максимальное электрическое поле волны на расстоянии 3 м от выходного окна (в относительных единицах) в зависимости от межэлектродного расстояния L и напряжения зарядки U

ГЕНЕРАЦИЯ МОЩНЫХ ИМПУЛЬСОВ СВЧ НА УСКОРИТЕЛЕ С ИНДУКТИВНОЙ ФОРМИРУЮЩЕЙ ЛИНИЕЙ

К.В. Горбачев, И.О. Золотых, А.Л. Лисичкин, Е.В. Нестеров, В.Ю. Петров, С.Д. Плаксина,
С.А. Рошупкин, В.А. Строганов, Е.В. Черных, В.П. Шумилин, Д.Г. Яковлев
Научно-исследовательский центр теплофизики импульсных воздействий РАН
ИВТАН 127412, Москва, Ижорская 13/19, Россия
факс 095 4857990

Аннотация - Желание совместить преимущества формирующих линий (ФЛ) с компактностью индуктивного накопителя (ИН) подтолкнуло к разработке ускорителя с ФЛ, запитываемой током. Собранный по данной схеме ускоритель позволил улучшить качество формируемого пучка, увеличить уровень генерируемого отражательным триодом СВЧ-излучения и улучшить энергетическую эффективность всего устройства в целом. В докладе рассмотрены запитка и формирование импульса высокого напряжения в приближении идеализированного размыкателя и приведены результаты, полученные на ускорителе "КГ" в экспериментах по генерации СВЧ.

I. Введение

Ускорители с ФЛ наиболее широко используются в экспериментах по генерации мощных импульсов СВЧ. Низкое внутреннее сопротивление, хорошая стабильность и высокий КПД делают источники такого типа удобным инструментом для исследования различных типов СВЧ-генераторов.

Более простые и компактные ускорители с промежуточным ИН находят ограниченное применение. Основной недостаток таких систем - низкое качество формируемого пучка вследствие непостоянства ускоряющего напряжения и высокого внутреннего сопротивления. Влияние этих факторов на работу отражательного триода рассмотрено в [1]. Мы попытались решить проблему используя вместо катушки индуктивности формирующую линию, запитываемую током.

Ниже приведено описание установки и результаты некоторых экспериментов по генерации СВЧ, выполненных на ней.

II. Экспериментальная установка

Представление об эффективности схемы с индуктивным накопителем (ИН) в виде ФЛ для генерации импульсов высокого напряжения можно получить на основе простой модели размыкателя с экспоненциально возрастающим сопротивлением:

$$r = r_0 \exp(t/\tau), \quad (1)$$

где τ - постоянная времени размыкателя.

Электрическая схема установки показана на рис. 1. Процесс запитки ФЛ до начала резкого возрастания сопротивления электрически взрывааемых проводников (ЭВП) почти не отличается от запитки катушки с индуктивностью $L = Z_0 t$ (Z_0 - волновое сопротивление ФЛ, t - ее электрическая длина), так как характерные времена на этом этапе значительно больше двойной электрической длины ФЛ. После срабатывания ЭВП запасенный ток переключается в нагрузку и, если инкремент нарастания сопротивления ЭВП $\tau \ll t$, то на нагрузке формируется импульс напряжения $U_L \approx I_0 Z_0 Z_L / (Z_0 + Z_L)$ длительностью $2t$ (I_0 - ток, запасенный в линии к моменту взрыва, Z_L - импеданс нагрузки).

В рассматриваемой модели используется идеальный разрядник P , подключающий нагрузку в момент $t = t_c$. Если $t_c = 0$ и электрическая длина ФЛ $t_e \geq 2\tau$, то напряжение на нагрузке для ФЛ:

$$U_L = I_0 \cdot \Gamma \cdot (Z_0 \parallel R_L \parallel r(t)); \quad (2)$$

где I_0 - ток, запасенный в ФЛ к моменту $t = 0$; Γ - коэффициент, учитывающий отражение волны тока в линии от нагрузки.

Оптимальная по мощности нагрузка $R_{\text{opt}} \approx Z_0$. Пиковая мощность на согласованной нагрузке ($R_L = Z_0$):

$$P_{\text{max}} = \frac{I_0^2 Z_0}{2} [1 + \exp(\xi)]^{-4} \quad (3)$$

Постоянная времени τ является основной характеристикой размыкателя. Влияние τ на мощность в нагрузке можно определить по следующим формулам:

$$\frac{\tau}{P_{\text{max}}} \frac{dP_{\text{max}}}{d\tau} = - \frac{4 \xi \exp(-\xi)}{1 + \exp(-\xi)} \quad \text{для ФЛ и} \quad (4)$$

$$\frac{\tau}{P_{\text{max}}} \frac{dP_{\text{max}}}{d\tau} = \frac{2}{\tau} \ln \frac{1 + r_0 / R_L}{1 + \xi} \quad \text{для катушки.} \quad (5)$$

где $\xi = t_e / \tau$.

Рассмотренная модель дает представление об области значений параметра $\xi = t_e/t$, где использование ФЛ вместо катушки целесообразно для получения максимальной мощности на нагрузке. Для генерации СВЧ схема с ФЛ предпочтительна по двум причинам: лучшая стабильность и активное выходное сопротивление. Кроме того форма получаемого импульса ближе к прямоугольной, что позволяет повысить эффективность преобразования энергии пучка в энергию СВЧ-излучения.

В описываемой установке использовалась ФЛ с волновым сопротивлением $Z_0 = 27$ Ом. ФЛ запитывалась либо от магнито-компрессионного генератора (МКГ), либо от ГИТ, заряжаемого до напряжения 70...90 кВ. Для тестирования ускорителя использовался отражательный триод, подробное описание которого можно найти в [2,3]. Графитовый катод имел диаметр 83 мм. Анод - сетка из нержавеющей стали с геометрической прозрачностью 0,7. Зазор между сеткой и катодом варьировался в пределах 7,5...14,5 мм.

На рис. 2 приведены осциллограммы напряжения, тока и огибающей СВЧ при зарядном напряжении 86 кВ. Напряжение на нагрузке регулировалось числом проводников и напряжением зарядки ГИТ. График 3 иллюстрирует зависимость пиковой мощности пучка P_b от напряжения зарядки U_c для зазора 9,5 мм. Влияние числа проводников на формируемый импульс значительно слабее (рис. 4). Для каждого напряжения зарядки U_c существует оптимальное число проводников $n_{opt} / U_c = 0,36$ кВ^{-1} , вблизи которого амплитуда и форма импульса почти не меняются.

Ускоритель продемонстрировал хорошую стабильность работы. Отклонение мощности пучка при одних и тех же начальных условиях не превышало $\pm 3\%$, что соответствует точности измерения зарядного напряжения ГИТ. Значение n_{opt} , мощности пучка и времени зарядки ФЛ хорошо согласуются с результатами численного моделирования.

III. Генерация СВЧ

Для детектирования СВЧ-импульсов большой мощности в диапазоне 10 см разработан широкополосный датчик огибающей на основе маячкового диода 6Д16Д. Для измерения частоты излучения использовались запердельные волноводы. Энергия СВЧ-импульсов измерялась калориметром [4].

Генерация начиналась на фронте тока при достижении значения $I_s = (7,5 \pm 0,7)$ кА независимо от амплитудного значения тока I_m и зазора между катодом и сеткой (рис. 5). Если ток пучка заметно превышал I_s , наблюдалась устойчивая генерация. При этом была стабильна не только энергия СВЧ-импульса, но и форма огибающей.

Максимальная энергия СВЧ излучения 5,6 Дж была получена на зазоре 9,5 мм, соответствовавшем оптимальному согласованию диода с ФЛ. Пиковая мощность составила ~ 200 МВт на длине волны $\lambda \approx 7$ см. На рис. 6 отмечены экспериментальные точки, соответствующие энергиям СВЧ-импульса и энергиям пучка.

IV. Заключение

С целью улучшения качества электронного пучка в системах с промежуточным индуктивным накопителем было предложено использовать вместо катушки формирующую линию. Для проверки работоспособности идеи был построен ускоритель. Проведенные эксперименты показали положительное влияние этого изменения как на стабильность выходных параметров ускорителя, так и на работу отражательного триода, использовавшегося в качестве нагрузки. Были также выяснены некоторые особенности поведения отражательного триода, в частности, независимость энергетической эффективности генерации от зазора между катодом и анодом.

Работа поддержана Российским Фондом Фундаментальных Исследований.

V. Список литературы

- [1] E.V.Chernikh, A.N.Didenko, K.V.Gorbachev, V.E.Fortov, A.B.Ivanov, E.V.Nesterov, S.A.Roschupkin, V.P.Shumilin, V.A.Stroganov, V.P.Tarakanov. Electron Accelerator with Inductive Storage for Vircator Load // in: *Proc. of the 10th Int. Conf. on High-Power Particle Beams*. (Ed. W.Rix and R.White), San Diego, California. 1994. P. 383-387.
- [2] А.Н.Диденко, Я.Е.Красик, С.Ф.Перельгин, Г.П.Фоменко. Генерация мощного СВЧ-излучения релятивистским электронным пучком в триодной системе // *Письма в ЖТФ*. 1979. Т. 5, №6. С. 321-324.
- [3] А.Н.Диденко, А.Г.Жерлицын, А.С.Сулакшин, Г.П.Фоменко, В.И.Цветков, Ю.Г.Штейн. Генерация СВЧ-излучения в триодной системе сильноточным пучком микросекундной длительности // *Письма в ЖТФ*. 1983. Т.9, №24, С. 1510-1513.
- [4] А.Л.Лисичкин, Е.В.Нестеров, В.А.Строганов. Калориметр импульсного сверхвысокочастотного излучения // *Приборы и техника эксперимента*. 1996. №1. С. 82-84.

HPM GENERATION ON INDUCTIVE FORMING LINE ACCELERATOR

Bezrukov M.J., Gorbachev K.V., Chernykh E.V., Zolotykh I.O., Lisichkin A.L., Nesterov E.V., Petrov V.J., Plaksina S.D., Roschupkin S.A., Stroganov V.A., Shumilin V.P., Yakovlev D.G.
High Energy Density Research Center, RAS, IVTAN 13/19 Izhorskaya St., Moscow-127412, Russia
fax (095) 4857990

HPM pulses generation in 3 cm and 10 cm wavelength ranges by using of the inductive forming line accelerator with reflex triode was researched. The match between reflex triode and energy supply source and the dependence of the reflex triode oscillation efficiency on the electron beam quality are considered. The radiation frequency dependence on the anode-cathode gap was investigated, the cathode boundary plasma motion was taken into account.

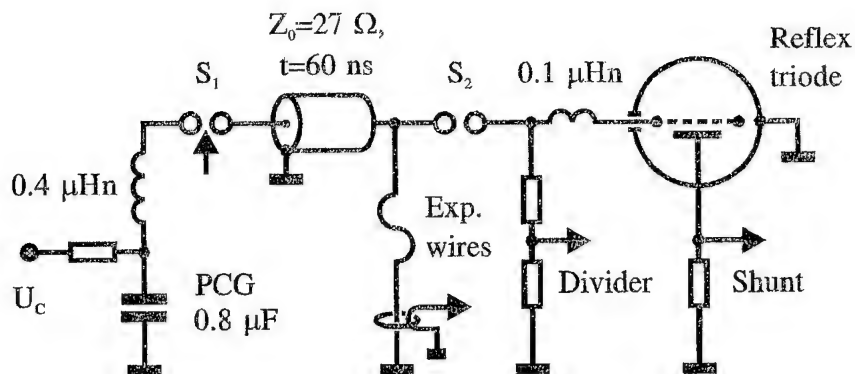


Рис. 1. Электрическая схема ускорителя.

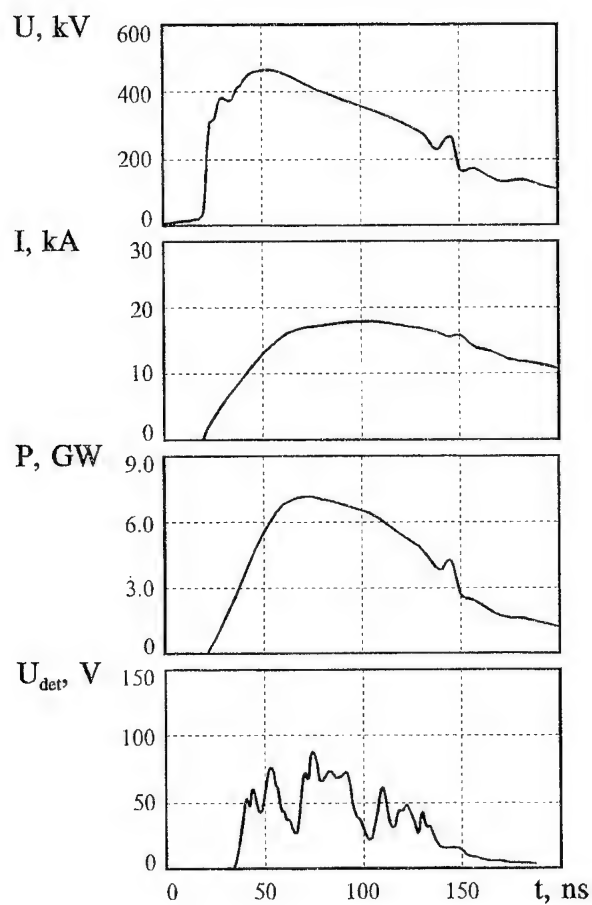


Рис. 2. Осциллограммы напряжения на диоде, тока, мощности пучка и сигнал с датчика огибающей СВЧ при зарядном напряжении 86 кВ.

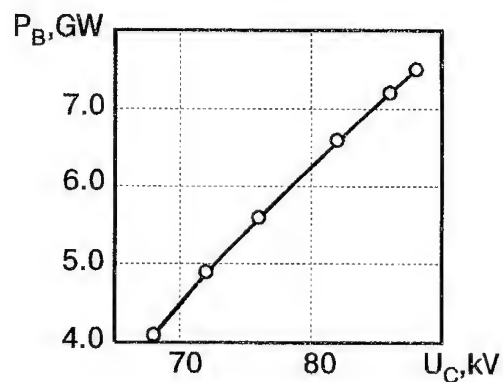


Рис. 3. Зависимость пиковой мощности пучка от зарядного напряжения. Зазор 9.5 мм, 28 медных проводников диаметром 50 мкм и длиной $l = 400$ мм.

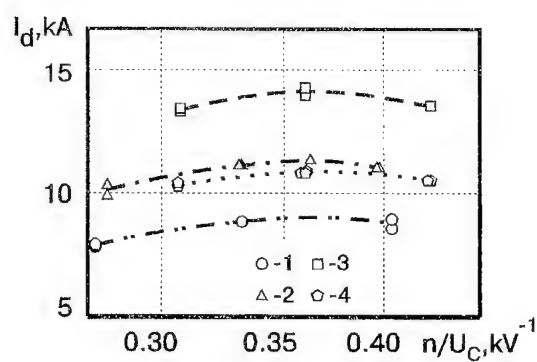


Рис. 4. Зависимость тока диода от нормированного числа проводников ЭВП.
1: $l = 400$ мм, $U_c = 66$ кВ; 2: $l = 400$ мм, $U_c = 72$ кВ; 3: $l = 400$ мм, $U_c = 78$ кВ; 4: $l = 500$ мм, $U_c = 78$ кВ.

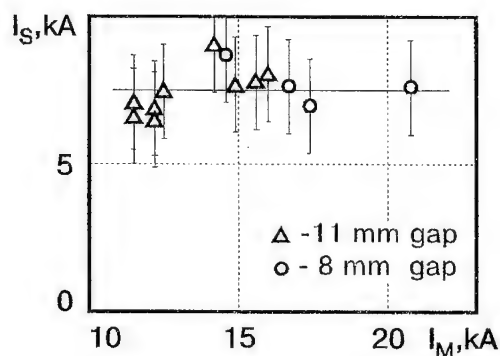


Рис. 5. Зависимость пускового тока отражательного триода от максимального тока пучка для зазоров 8 и 11 мм. $I_s = 7.5$ кА.

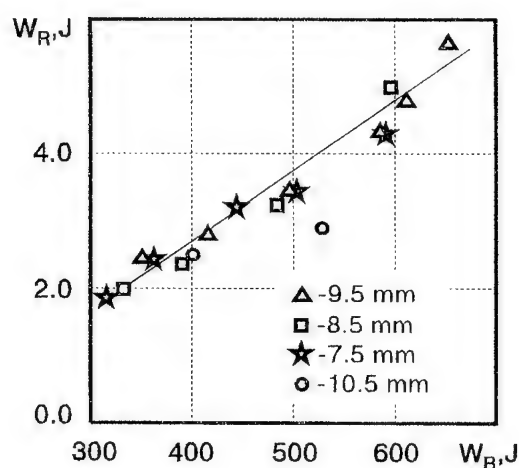


Рис. 6. Зависимость энергии СВЧ-импульса от энергии пучка для различных зазоров между катодом и сеткой.

КАЛОРИМЕТР ИМПУЛЬСНОГО СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ

Лисичкин А.Л., Нестеров Е.В., Строганов В.А., Шумилин В.П.

Научно-исследовательский центр теплофизики импульсных воздействий РАН
ИВТАН, Ижорская 13/19, Москва, 127412, Россия

Аннотация - Разработан калориметр, предназначенный для измерения энергии СВЧ-импульсов длительностью от единиц наносекунд до 1 с. Принцип действия калориметра основан на поглощении излучения полярной жидкостью и ее расширении в капилляр. Площадь поглощающей поверхности составляет 1300 кв.см (36х36 см), диапазон измеряемой энергии Q от единиц мДж до 100 Дж (минимальная регистрируемая плотность энергии около 3 мкДж/кв.см). Коэффициент поглощения энергии излучения составляет от 90 до 99% в диапазонах длин волн 2,3 - 3,7 и 7,5 - 12 см. Погрешность измерения поглощенной энергии - менее 5% при $Q > 20$ мДж.

I. Введение

В настоящее время широко исследуются генераторы сверхмощного (~ ГВт) импульсного микроволнового излучения. Для измерения его мощности и энергии используются, как правило, электрические средства диагностики. При этом часто возникает желание контролировать правильность измерения другим, независимым, методом. Таким методом может служить калориметрический, однако, создание работоспособного калориметра связано с определенными трудностями. Обычно длительность СВЧ-импульсов не превышает десятков - сотен наносекунд и суммарная энергия невелика и составляют величины от долей до десятков джоулей. Кроме того, генераторы СВЧ-излучения большой мощности имеют значительные апертуры во избежание пробоев по поверхности СВЧ-окна и, таким образом, небольшие величины плотности энергии.

В настоящей работе представлены результаты разработки высокочувствительного, широкодиапазонного по измеряемой энергии калориметра на частоты микроволнового излучения $f \sim 3$ и 10 ГГц.

II. Основные положения

Известно, что полярные жидкости способны хорошо поглощать энергию СВЧ-излучения. При этом они нагреваются и при наличии свободного пространства расширяются. Увеличение объема жидкости, являющееся мерой поглощенной энергии, можно измерять при помощи капилляра. Этот принцип был использован для определения диэлектрических свойств жидкостей и для измерения величин E и H электромагнитного поля при использовании жидкостей с известными диэлектрическими свойствами [1]. На этом же принципе основан калориметр, описанный в [2].

Основными проблемами при создании калориметра являются выбор материала корпуса калориметра, рабочей (поглощающей) жидкости (р.ж.), геометрии поглощающего слоя и слоев диэлектрика, обеспечивающие, с одной стороны, максимальный коэффициент поглощения в возможно широком диапазоне длин волн, а с другой, высокую чувствительность и широкий диапазон измеряемой энергии.

Перечисленные требования легко удовлетворяются в коротковолновой части сантиметрового диапазона и на миллиметровых волнах. В длинноволновых диапазонах СВЧ с целью уменьшения объема рабочей жидкости приходится использовать более сложные многослойные конструкции, оптимизация которых велась по разработанной авторами программе на ЭВМ.

Рассмотрим теплофизический аспект процессов, происходящих в жидкости при поглощении энергии коротких (~ 100 нс) импульсов СВЧ-излучения. В течении импульса в жидкости нарастают температура и давление. По его окончании из-за неравномерности поглощения температура и давление в различных точках объема р.ж. оказываются неодинаковыми, возникают волны возмущения, которые за времена $t_x \sim L_x / a$ (где L_x - характерный размер объема р.ж., a - скорость звука в ней) выравнивают давление во всем объеме. После этого, за время t_p , определяемое вязкостью р.ж., диаметром капилляра и пр., жидкость расширяется, и ее уровень в капилляре повышается. При условии соблюдения адиабатичности, изменение средней температуры Δt , давления Δp , объема жидкости ΔV и ее высоты в капилляре Δh связаны с вложенной энергией Q соотношениями:

$$\Delta t = Q/(c\rho V); \Delta p = \beta Q/(c\rho V); \Delta V = \beta Q/(c\rho); \Delta h = \beta/(S_k c\rho), \text{ где}$$

$c, \rho, \beta, \gamma, V$ - соответственно теплоемкость, плотность, коэффициент объемного расширения, сжимаемость и объем р.ж., S_k - сечение отверстия капилляра. На точность измерения оказывают влияние динамическое и статическое увеличение давления в р.ж., а также сечение капилляра. Условие адиабатичности, как показал оценочный расчет, а затем и эксперимент, выполняется для выбранной геометрии при условии малого времени ($\sim 1-2$ с) измерения сигнала.

Для исключения погрешности измерения, связанной с температурной зависимостью теплофизических и диэлектрических параметров р.ж., было принято решение проводить все измерения при одной и той же температуре. Такая температура должна быть выше возможной температуры окружающей среды и может устанавливаться и стабилизироваться при помощи электрического нагревателя, помещенного в рабочую жидкость.

Все эти принципы были использованы при создании калориметра с поглощающей поверхностью 330 кв.см [3]. Описываемый в настоящей работе прибор отличается от него увеличенной площадью поглощающей поверхности, улучшенными характеристиками поглощения, более помехоустойчивой схемой измерения.

III. Описание калориметра

На основании расчетов, а также проведенных модельных экспериментов, в качестве рабочей жидкости был выбран этиловый спирт, а в качестве материала корпуса калориметра - оргстекло; были выбраны геометрия поглощающего слоя и слоя согласующего диэлектрика.

Этиловый спирт, кроме хороших диэлектрических свойств, обладает рядом других достоинств: хорошо смачивает стекло, является растворителем жиров и масел, имеет большой коэффициент объемного расширения и пр. У плексигласа малый тангенс угла потерь на СВЧ, удовлетворительные механические и теплофизические свойства.

Поглощающий блок был выполнен в виде параллелепипеда размерами 400x400x63 мм с каналами, в которые залита р.ж. Каналы сообщаются между собой и все вместе со стеклянным капилляром. В объеме рабочей жидкости размещены два нихромовых нагревателя, один из которых служит для подогрева р.ж. и стабилизации ее уровня в капилляре, другой - для калибровки калориметра. В верхней части к блоку приклеена втулка с расширительной полостью, на которую в свою очередь устанавливался капилляр. Площадь поглощающей поверхности составляла 1300 кв.см. Корпус помещался в теплоизолирующий короб.

Измерение изменения уровня р.ж. в капилляре было организовано следующим образом. К наружной поверхности капилляра были приклеены симметрично две металлические пластины, составляющие емкостительный конденсатор. Изменение емкости конденсатора определялось по изменению протекающего через него переменного тока. Полезный сигнал регистрировался цифровым осциллографом, работавшим в режиме непрерывной развертки.

IV. Проверка работоспособности калориметра

Проверка работоспособности калориметра включала в себя следующие процедуры:

1. Измерение коэффициентов отражения на панорамных измерителях КСВН в диапазоне частот длин волн от 3 до 12 см. Измерения показали, что при $\lambda = 7.5 - 12$ и $2.3 - 3.7$ см (см. рис.) коэффициент поглощения $K_p = 0.9 - 0.99$ как для случая, когда вектор E параллелен осям каналов (расчетная кривая а), так и когда перпендикулярен (кривая в). При $\lambda = 3.7 - 7.5$ K_p более 0.75.

2. Определение градуировочной характеристики $S = dU/dQ = f(h)$ - производилось подачей на калибровочный нагреватель прямоугольных импульсов напряжения длительностью $t_{\text{и}} = 1.12$ с от генератора. Энергия в импульсе составляла 2.9 Дж. Градуировка производилась по всей длине конденсатора и показала, что отклонение г.х. от константы не превышает 3 %.

3. Определение точности измерения поглощенной энергии производилось тем же способом в диапазоне энергий $Q = 4$ мДж - 2 Дж при длительности $t_{\text{и}} = 1000 - 2$ мс. Эксперимент показал, что точность измерения поглощенной энергии, взятая как удвоенное среднеквадратическое отклонение (СКО), составляет:

- $\pm 30\%$ при $Q = 4$ мДж;
- $\pm 5\%$ при $Q = 20$ мДж;
- $\pm 1.5\%$ при $Q = 0.2 - 2$ Дж.

Приведенные для $Q \geq 20$ мДж данные получены при помощи специальной системы капилляр-конденсатор. Можно отметить, что СКО температуры и высоты столба жидкости в лучшем случае составляет 0.08 мкград и 0.25 мкм.

4. Проверка работоспособности калориметра при больших (до 100 Дж) энергиях производилась на импульсном магнетроне, работавшем в импульсно-частотном режиме при частоте посылок 1 кГц, длительности импульсов 280 нс, длины волны 3 см и импульсной мощности 200 кВт. Число импульсов в серии составляло от 190 до 2200, а суммарная энергия в сериях от 9 до 110 Дж. Эксперимент показал, что линейность зависимости сигнала от вложенной энергии сохраняется до $Q = 100$ Дж - СКО измеренной энергии составило 1.24 Дж.

5. Измерения на отражательном триоде, запитываемом от сильноточного ускорителя (450 кВ, 18 кА, 100 нс), при установке калориметра вплотную к выпускному окну генератора, показали полное отсутствие помех при измерении энергий до 100 мДж, а также отсутствие сигнала от тормозного, ультрафиолетового и др. излучений.

V. Заключение

Подводя итог, можно сделать следующие выводы:

1. Создан калориметр, обладающий высокой чувствительностью к поглощенной энергии. Предельная минимальная измеряемая плотность потока энергии $Q_s \sim 3$ мкДж/см² при площади поглощающей поверхности ~ 1300 см².

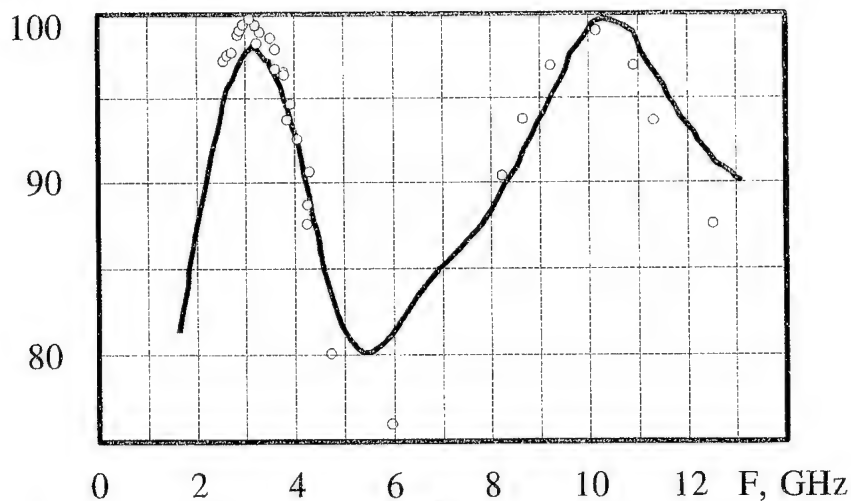
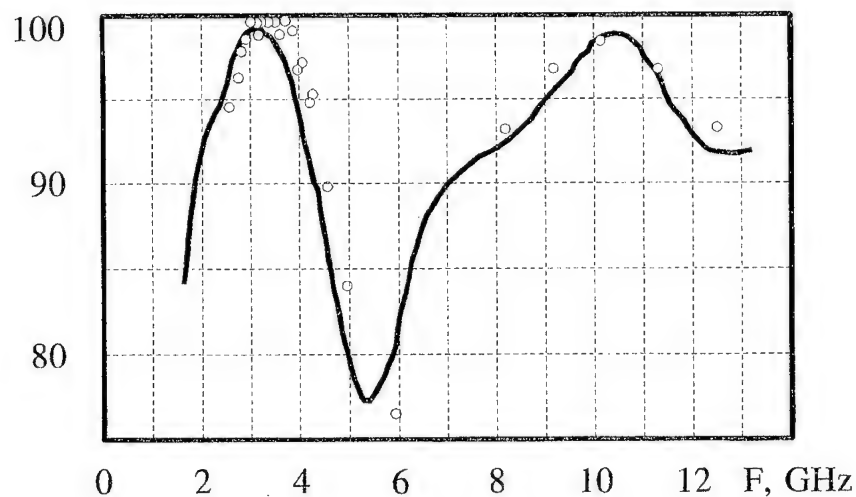
2. Калориметр измеряет энергию в широком диапазоне энергий: от ~ 4 мДж до 100 Дж при высокой относительной точностью измерения поглощенной энергии (например, при энергии порядка единиц Дж точность составляет около 1.5 %).

3. Работа калориметра не зависит от мощности импульса СВЧ-излучения и его длительности в диапазоне от единиц наносекунд до 1 с, он также может работать в импульсно-частотном режиме с произвольной скважностью при длительности цуга импульсов до 1-2 с.

4. Коэффициент поглощения энергии составляет от 90% до 99% в диапазонах частот $F = 2.5 - 4$ и 8-12 ГГц.

5. Калориметр прост в эксплуатации и позволяет полностью автоматизировать процессы подготовки к измерению, измерение и обработку результатов.

Работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований.

$K_a, \%$ **a** $K_a, \%$ **b**

Зависимость коэффициента поглощения от частоты падающего СВЧ-излучения

VI. Литература

- [1] Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М.: Физматгиз, 1963. С. 326-331.
- [2] Шкварунец А.Г., Рухадзе А.А., Стрелков П.С. // Физика плазмы. 1994. Т.20 N 7, 8. С.682.
- [3] Лисичкин А.Л., Нестеров Е.В., Строганов В.А. // ПТЭ. 1966. N 1. С.82-86.

PULSED POWER MICROWAVE CALORIMETER

Gorbachev K.V., Lisichkin A.L., Nesterov E.V., Shumilin V.P., Stroganov V.A.
 High Energy Density Research Center, RAS, IVTAN
 13/19 Izhorskaya St., Moscow-127412, Russia
 fax (095) 4857990

The description of calorimeter for energy measurements of the high power microwave single pulses is presented. The calorimeter measures microwave energy from 1 mJ up to approximately 100 J. The absorbed area of the calorimeter is 330 cm². The calorimeter absorbs from 0.9 to 0.99 of the total microwave energy for wavelengths ranges: $\lambda=2.4\div3.5$ cm and $\lambda=7.5\div13$ cm.

ГЕНЕРАЦИЯ МОЩНЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ ИМПУЛЬСОВ ПРИ ЗАПИТКЕ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТРИОДА ОТ ИНДУКТИВНОГО НАКОПИТЕЛЯ

Горбачев К.В., Диденко А.Н., Нестеров Е.В., Рошупкин С.А., Строганов В.А., Шумилин В.П.
Научно-исследовательский центр теплофизики импульсных воздействий РАН
ИВТАН, Ижорская 13/19, Москва - 127412, Россия

Аннотация - При запитке отражательного триода от индуктивного накопителя имеет место значительное время задержки между началом генерации и моментом включения диода. Это время настолько велико, что генерация начинается на спаде тока. В работе экспериментально изучалась зависимость этого времени задержки от крутизны переднего фронта импульса диодного тока и от максимальной величины этого тока.

I. Введение

В последнее время все больший интерес проявляется к созданию компактных генераторов мощных импульсов микроволнового излучения /1-3/. Наиболее энергоемкими и компактными формировавателями высоковольтных импульсов на диоде являются индуктивные накопители с размыкателями тока, поскольку удельная плотность запасенной энергии в магнитном поле на 3-4 порядка больше чем в электрическом. Первичными источниками в этих случаях могут быть емкостные накопители или взрывомагнитные генераторы /1-3/.

Что касается самого генератора мощных микроволновых импульсов, то весьма перспективным представляется отражательный триод /4,5/. Одной из наиболее привлекательных особенностей этого прибора является возможность работать без внешнего магнитного поля. Если речь идет о создании компактного устройства, эта особенность становится очень существенной.

Процесс генерации в отражательном триоде при его запитке от формирующих линий исследовался в работах /4-10/. Было обнаружено, что при определенных условиях мгновенная эффективность (отношение максимальной микроволновой мощности к мощности электронного пучка) может достигать нескольких десятков процентов /5/. При запитке отражательного триода от индуктивного накопителя выяснилось следующее обстоятельство: оказалось, что процесс генерации в отражательном триоде существенно отличается от того, что наблюдается при запитке от формирующей линии /2,3/. Это происходит из-за времени задержки между началом генерации и импульсом тока диода. Генерация начинается на спаде тока. Эффективность существенно ниже.

Физическая причина возникновения этого времени задержки до сих пор не установлена. Высказывалось предположение /3/, что этот эффект связан с недостаточной крутизной переднего фронта импульса тока, который формируется с помощью индуктивного накопителя. В данной работе мы стремились экспериментально проверить это предположение. На диоде удалось сформировать импульсы тока с передними фронтами и амплитудными значениями близкими к получаемым с помощью традиционных формирующих линий. Оказалось, что мгновенная эффективность генерации практически не зависит от времени задержки генерации, а само это время зависит от крутизны переднего фронта импульса тока и от амплитудного значения тока диода.

II. Экспериментальная установка

В работе использовался отражательный триод, аналогичный использовавшемуся в /4-6/. Импульс напряжения положительной полярности подавался на сетку диода диаметром 200 мм. Сетка из нержавеющей стали имела геометрическую прозрачность ~70%. Расстояние между катодом и анодом варьировалось в диапазоне 1÷2 см. Диаметр и тип катода тоже изменялись. Система катод-анод помещалась в металлическую камеру диаметром 350 мм и длиной 500 мм и устанавливалась по оси камеры. Камера находилась под потенциалом катода. Для вывода излучения из объема один торец камеры был закрыт оргстеклянным окном. Камера откачивалась до давления $\sim 5 \cdot 10^{-5}$ Торр.

Индуктивный накопитель подробно описан в работе /11/. В качестве первичного источника для запитки индуктивности ($L=4.6$ мкГн) использовался генератор импульсов тока ($C=3.2$ мкФ, $U=50\div 70$ кВ). Электровзрывной ключ представлял собой набор параллельных медных проводников диаметром 50 мм. Крутизна переднего фронта импульса диодного тока изменялась путем настройки электровзрывного ключа и обостряющего разрядника.

III. Время задержки генерации

При экспериментальном исследовании режима генерации отражательного диода с запиткой от формирующих линий было установлено следующее /4-10/: генерация начинается на переднем фронте импульса диодного тока при достижении некоторой его величины ("пусковой ток" I_s), которая в

зависимости от условий эксперимента составляла $I_S \approx 5 \div 10$ кА. Мгновенная эффективность генерации составляла $\sim 10 \div 40\%$. Наличие пускового тока естественным образом приводит к некоторому времени задержки начала генерации $\tau_3 = I_S < dl/dt >^{-1}$, где $< dl/dt >$ - средняя скорость нарастания тока на переднем фронте импульса (см. рис. 1).

Первые эксперименты по запитке отражательного триода от индуктивного накопителя [3] показали, что генерация может начинаться как на переднем, так и на заднем фронте импульса тока. Так при $< dl/dt >^{-1} \sim 30$ нс/кА генерация начинается на переднем фронте, а при $< dl/dt >^{-1} \sim 5 \div 15$ нс/кА - на заднем. Время задержки генерации оказалось весьма большим, так при $< dl/dt >^{-1} \sim 5$ нс/кА $\tau_3 \geq 80$ нс, и увеличивалось с ростом $< dl/dt >^{-1}$. Мгновенная эффективность генерации составляла $\sim 1\%$.

Низкую эффективность генерации в последнем случае естественно объяснить наличием времени задержки, а эту задержку, в свою очередь, связать с большими значениями $< dl/dt >^{-1}$.

В своих экспериментах мы пытались проверить это предположение. Нам удалось уменьшить величину $< dl/dt >^{-1}$ до $1 \div 10$ нс/кА и, таким образом, приблизиться к параметрам импульса тока, получаемого с помощью формирующих линий. При этом было обнаружено, что генерация, в зависимости от величины анодного тока, при одинаковых значениях $< dl/dt >^{-1}$ может начинаться как на переднем, так и на заднем фронтах. На рис. 2 приведена зависимость отношения τ_3/t_m , где t_m - момент достижения максимального тока диода, от величины этого тока I_m (см. рис. 1). Приведены три группы экспериментальных данных: \square - для острого катода с площадью ~ 300 см², анод-катодный зазор 2 см, первичное напряжение емкостного накопителя $U_0 = 50 \div 60$ кВ; \star - для кромочного катода с площадью ~ 60 см², зазор 2 см, $U_0 = 70$ кВ; \circ - вельветовый катод (60 см²), зазор 1.5 см, $U_0 = 50$ кВ. При фиксированном анод-катодном зазоре разброс значений I_m объясняется двумя причинами: 1) неправильной организацией режима переключения тока в нагрузку, 2) пространственной неоднородностью электронного пучка. Из данных рис. 2 следует, что при правильной настройке индуктивного накопителя и отражательного триода генерация начинается на переднем фронте импульса тока.

На рис. 3 приведена зависимость величины $< dl/dt >^{-1}$ от τ_3 . Данные работы [3] обозначены Δ . Пунктирные линии отвечают зависимости $\tau_3 = < dl/dt >^{-1} \cdot I_S$ при $I_S = 5$ и 10 кА. Заштрихованы точки, отвечающие условию $\tau_3/t_m \geq 1$. Видно, что чем круче передний фронт импульса тока диода, тем меньше время задержки. Однако, эффективность генерации при этом не увеличилась.

IV. Заключение

Экспериментальное исследование режима генерации отражательного диода при его запитке от индуктивного накопителя показало:

- 1) увеличение тока пучка приводит к тому, что генерация начинается на переднем фронте;
- 2) чем круче передний фронт импульса тока, тем меньше время задержки начала генерации;
- 3) мгновенная эффективность генерации $\sim 1\%$.

Авторы выражают благодарность А.Г. Жерлицыну, К.С. Дябину, В.А. Каменскому, А.Л. Лисичкину и С.Д. Плаксиной за помощь и полезные обсуждения.

Работа поддержана Российским Фондом Фундаментальных Исследований.

V. Список литературы

- [1] А.Я.Бродский, В.А.Вдовин и др., ДАН СССР, т.314, N4, 846-849, 1990.
- [2] Е.И.Азаркевич, А.Н.Диденко и др., ДАН СССР, т.319, N2, 352-355, 1991.
- [3] Е.И.Азаркевич, А.Н.Диденко и др. "Получение импульсов СВЧ-излучения с помощью энергии химических взрывчатых веществ". Препринт. Черноголовка, 1992.
- [4] А.Н.Диденко, Я.Е.Красик и др., Письма в ЖТФ, т.5, N6, 321-324, 1979.
- [5] А.Н.Диденко, А.Г.Жерлицын и др., Письма в ЖТФ, т.9, N24, 1510-1513, 1983.
- [6] А.Н.Диденко, А.Г.Жерлицын и др., РиЭ, т.32, N4, 837-840, 1987.
- [7] В.П.Григорьев, А.Г.Жерлицын и др., ЖТФ, т.57, N9, 1863-1865, 1987.
- [8] A. N. Didenko, V. P. Grigoryev et. al. "The investigation of the wave electromagnetic generation mechanism in the virtual cathode system", Proc. of the 7th Int. Conf. on High-Power Particle Beams, Karlsruhe, Germany, July 4-8, 1988; Ed. W. Bauer and W. Schmidt, Vol. II, pp. 1402-1407, 1988.
- [9] В.П.Григорьев, А.Г.Жерлицын и др., Физика плазмы, т.14, N2, 210-217, 1988.
- [10] А.Г.Жерлицын Г.В. Мельников и др., Р и Э, т. 35 N6, 1274-1278, 1990.
- [11] E.V.Chernikh, A.N.Didenko et. al. "Electron Accelerator with Inductive Storage for Vircator Load", Proc. of the 10th Int. Conf. on High-Power Particle Beams, June 20-24, 1994. San Diego, California. Ed. by W.Rix and R.White.

HIGH POWER MICROWAVE PULSES GENERATION IN REFLEX TRIODE WITH INDUCTIVE STORAGE

Gorbachev K.V., Didenko A.N., Nesterov E.V., Roschupkin S.A., Shumilin V.P., Stroganov V.A.

High Energy Density Research Center, RAS, IVTAN

13/19 Izhorskaya St., Moscow-127412, Russia,

fax (095) 4857990

It has been found recently that there is the anomalous delay between the beginning of oscillations in reflex triode and current pulse in diode when the inductive storage is used as the energy supply source. Generation begins in a phase when a current decreases. We have investigated experimentally the dependences of this generation delay time from the current pulses rise-time and the electron beam maximum current values.

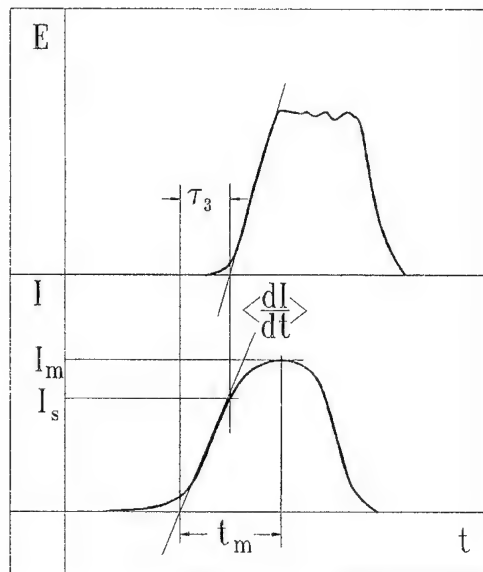


Рис.1

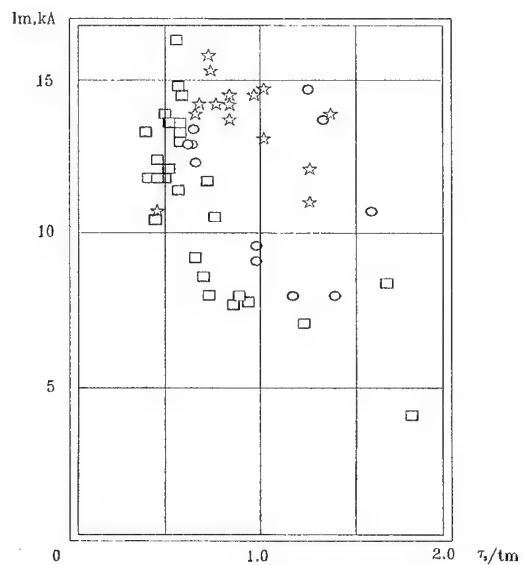


Рис.2

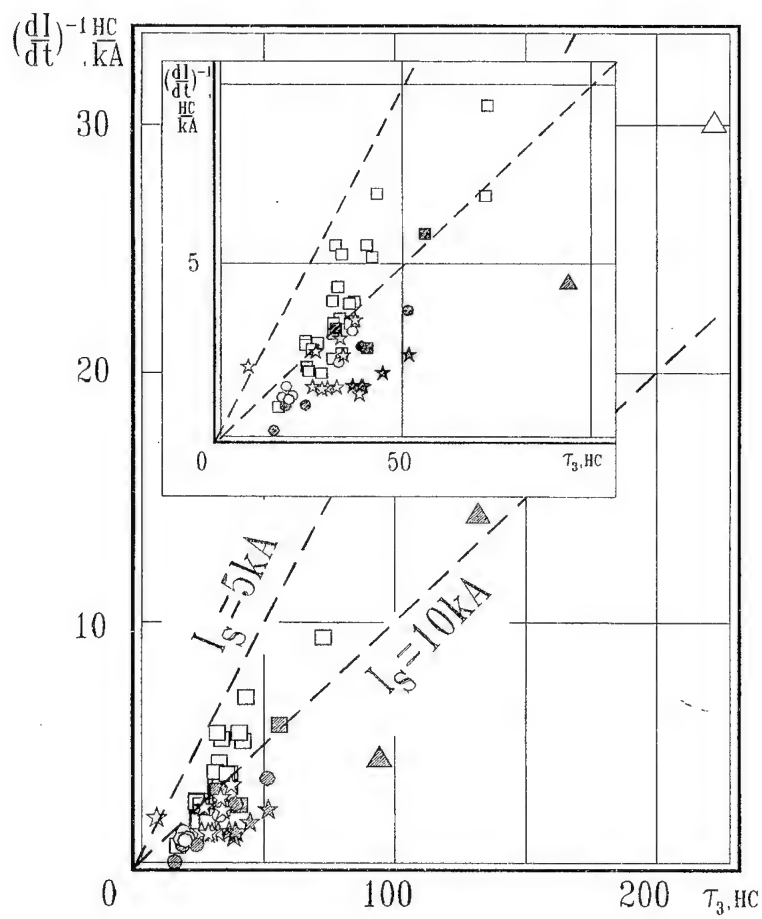


Рис.3

СПИРАЛЬНЫЕ ЗАМЕДЛЯЮЩИЕ СТРУКТУРЫ ДЛЯ ГЕНЕРАТОРОВ С МАГНИТНОЙ САМОИЗОЛЯЦИЕЙ

В.А.Балакирев, П.И.Марков, Г.В.Сотников

ННЦ "Харьковский физико-технический институт", Харьков 310108

Аннотация. В работе исследованы три вида спиральных замедляющих структур: спирально гофрированный анод, спирально гофрированный катод и винтовая структура. Показано, что несимметричная мода колебаний, существующая в спирально гофрированных коаксиальных линиях передачи и винтовой структуре, подобна H_{11} -моду колебаний цилиндрического волновода, с максимумом диаграммы направленности на оси структуры. Для вывода мощности возбуждаемой волны из МПО необходимо использовать именно эту моду.

ВВЕДЕНИЕ.

Наиболее широко применяемой замедляющей структурой в генераторах с магнитной самоизоляцией является коаксиальная линия с резонаторами на аноде (см., например, [1-3]). В такой замедляющей структуре электромагнитный поток возбуждает аксиально-симметричные ТЕМ-волны. Симметричные типы волн неприменимы для создания направленного излучения в антеннах. т.к. их излучение вперед, в продольном направлении, равно нулю. Для получения приосевого режима необходимо предварительно ТЕМ-волны преобразовать в несимметричные H_{11} или E_{11} волны круглого волновода или H_{10} волну прямоугольного волновода. При высоких уровнях мощности разработка такого преобразователя является сложной технической задачей.

Проблему получения несимметричных типов колебаний в МПО можно решить, если использовать винтовую замедляющую структуру, представляющая собой коаксиальную ЛП со спиральным резонатором на одной из её поверхностей. На рис. рис.1 схематически изображены замедляющие структуры с винтовой щелью на аноде, на катоде и винтовая замедляющая структура. Следует отметить, что дисперсионные свойства цилиндрического волновода с спиральной щелью, прорезанной в его поверхности исследовались авторами [4, 5]. Ими показано, что в такой структуре существуют собственные волны типа H_{11} .

Приведенные на рис.1 спиральные замедляющие структуры имеют много общего в методах их исследования. Поэтому мы продемонстрируем их достоинства на примере коаксиальной линии со спирально диафрагмированным анодом. Для такой структуры получено дисперсионное уравнение, проведено его аналитическое и численное исследование, рассчитана диаграмма направленности излучения.

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА СПИРАЛЬНОЙ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ ЛИНИИ.

Будем предполагать угол нарезки спиральной канавки $\theta = \arctan(D/2\pi b) \ll 1$, ширину d и глубину $\delta = c - b$ спиральной канавки малыми по сравнению с длиной волны. В таком случае для нахождения электромагнитных полей в области спиральной канавки можно приближённо пользоваться цилиндрической системой координат (r, φ, z) . Кроме азимутальной и продольной симметрии, исследуемая замедляющая структура имеет ещё один вид симметрии — спиральная симметрия. Она заключается в том, что при смещении в продольном направлении на некоторое расстояние Δz и повороте на угол $\Delta\varphi = -\Delta z/2\pi b$ структура переходит сама в себя.

Решив уравнения Максвелла при указанных предположениях и свойствах симметрии придём к дисперсионному уравнению:

$$\cos^2 \theta \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_0^2 \left(\frac{m\pi d}{D} \right) \left\{ \frac{k}{k_{\perp m}} F'_m(k_{\perp m} b) - \frac{k_{\perp m}}{k} \Phi_m(k_{\perp m} b) \left(\operatorname{tg} \theta + \frac{m\beta_m}{bk_{\perp m}^2} \right)^2 \right\} - \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_0^2 \left(\frac{m\pi d}{D} \right) \Psi'_m(kb) = 0. \quad (1)$$

где $\beta_m = \beta_0 + \frac{2\pi m}{D}$, $k_{\perp m}^2 = k^2 - \beta_m^2$, $k = \omega/c$, c — скорость света в вакууме, функции F_n , Φ_n и Ψ_n описывают радиальную структуру электромагнитных полей:

$$\begin{aligned} F'_n(k_{\perp m} r) &= \frac{J'_n(k_{\perp m} r) Y_n(k_{\perp m} a) - Y'_n(k_{\perp m} r) J_n(k_{\perp m} a)}{J_n(k_{\perp m} b) Y_n(k_{\perp m} a) - Y_n(k_{\perp m} b) J_n(k_{\perp m} a)}, \\ \Phi_n(k_{\perp m} r) &= \frac{J_n(k_{\perp m} r) Y'_n(k_{\perp m} a) - Y_n(k_{\perp m} r) J'_n(k_{\perp m} a)}{J'_n(k_{\perp m} b) Y'_n(k_{\perp m} a) - Y'_n(k_{\perp m} b) J'_n(k_{\perp m} a)}, \\ \Psi'_m(kr) &\equiv \frac{J'_m(kr) Y_m(kc) - Y'_m(kr) J_m(kc)}{J_m(kb) Y_m(kc) - Y_m(kb) J_m(kc)}, \end{aligned} \quad (2)$$

J_n , Y_n — функции Бесселя первого и второго рода n -го порядка.

Дисперсионное уравнение (1) было исследовано аналитически и численно. Результаты приведены ниже.

На рис. 2 приведены дисперсионные зависимости для коаксиальной линии с винтовой замедляющей структурой на аноде для следующих параметров: $a = 1$ см, $c = 2.8$ см, $b = 2.0$ см, $D = 3.14$ см, $d = 1$ см. Указанные параметры соответствуют углу намотки спиральной канавки $\theta = \arctan \frac{D}{2\pi b} = 14^\circ$. Расчёт дисперсионного уравнения (1) проведен при учёте пяти пространственных гармоник $m = -2, -1, 0, 1, 2$. Различные дисперсионные кривые соответствуют различным Флоке-зонам прозрачности. Начальный участок первой дисперсионной кривой имеет дисперсию качественно аналогичную дисперсии коаксиальной замедляющей линии с гребёнкой на катоде или аноде. Это — симметричная по азимутальному углу φ T -мода, Фазовая скорость которой близка к скорости света.

При переходе через точку $\beta_0 = \pi/D$ симметричная T -волна первой дисперсионной кривой трансформируется в H_{11} волну коаксиальной замедляющей линии. Она

существует в интервале $\pi/D < \beta_0 < \beta_{02}$ ($\beta_{02} \approx 3.3\pi$ для приведенных параметров системы) и её критическая длина волны, т.е., наименьшая длина волны коаксиальной замедляющей линии, $\lambda \approx \pi(a+b)$.

Следует отметить, что в отличие от коаксиальной замедляющей структуры с гребёнкой на аноде для дисперсионных кривых винтовой замедляющей структуры отсутствует трансляционная симметрия по волновому вектору β_0 . Это непосредственно следует из уравнения (1), но физически это очевидно: из-за наличия геликоидальной симметрии изменение продольного волнового числа автоматически приводит к изменению азимутальной зависимости электромагнитных полей, а, следовательно, и к изменению дисперсионных свойств винтовой замедляющей структуры. Исследуемая замедляющая структура имеет такие же свойства симметрии, как и однозаходная спираль. Поэтому дисперсионные зависимости имеют только зеркальную симметрию относительно точки $\beta_0 = 0$. Т.е. волны, бегущие в противоположных направлениях, вращаются по азимуту также в противоположных направлениях. Одна из них является правовинтовой, другая — левовинтовой.

На рис.3 приведена диаграмма направленности излучения из открытого конца анодной спиральной замедляющей структуры, рассчитанная с использованием электродинамического принципа Гюйгенса [6]. Представлены зависимости полярной и азимутальной компоненты электрического поля от полярного угла θ (сплошные кривые). Расчёт выполнен для $\omega D/\pi c = 0.98$, $\beta_0 D/\pi = 2.73$ дисперсионной кривой рис.3. Как и следовало ожидать, максимум диаграммы направленности для такой волны находится на оси структуры. При этом основной вклад в формирование такой диаграммы направленности даёт - 1 спиральная гармоника (пунктирная кривая). Ширина диаграммы направленности составляет $\approx 33^\circ$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ.

Проведенное исследование показало, что коаксиальные линии передачи со спирально диафрагмированным анодом или катодом могут быть использованы в мощных генераторах с магнитной самоизоляции как для возбуждения колебаний так и для эффективного вывода СВЧ-мощности. Для таких структур может быть реализован режим излучения с максимумом вдоль их оси.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.

1. Рудаков Л.И., Бабыкин М.В., Гордеев А.В. и др. Генерация и фокусировка сверхмощных релятивистских электронных пучков. 1990. М.: Энергоатомиздат. 280с.
2. Marder B.M., J. Appl. Phys., 1989, **65**, P.1338-1349.
3. Балакирев В.А., Сидоренко Д.Ю., Сотников Г.В., Труды 3-й Крымской конференции "СВЧ-техника и спутниковый приём". Севастополь, предприятие "Вебер", 1993, Т.5, С.595-598.
4. S.Sensiper.// Proc. of the IRE, 1955, **43**, p.149.
5. J.R. Pierce, P.K. Tien.// Proc. of the IRE 1955, **42**, 1389.
6. Л.А.Вайнштейн Электромагнитные волны, М.: Радио и связь, 1988, 440с.

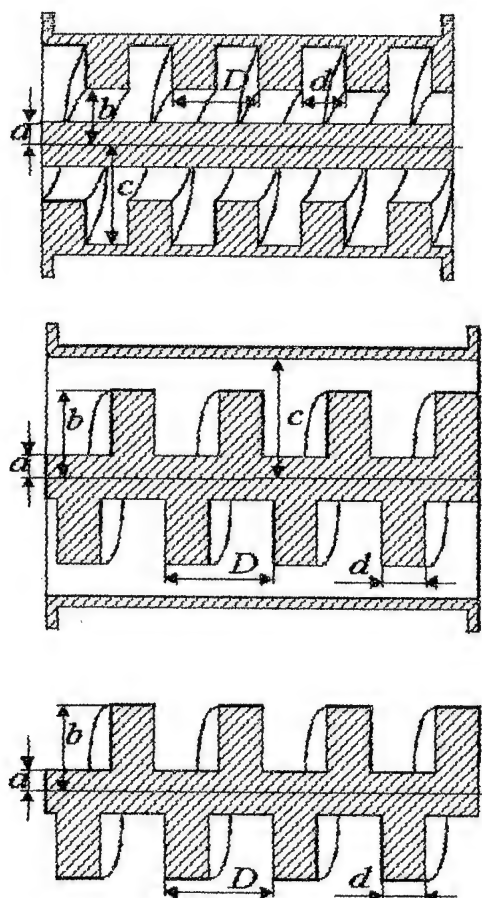


Рис. 1:

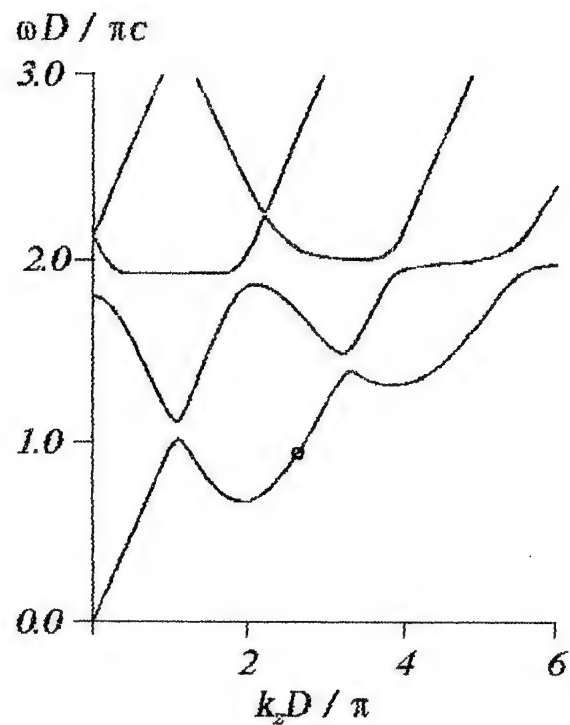


Рис. 2:

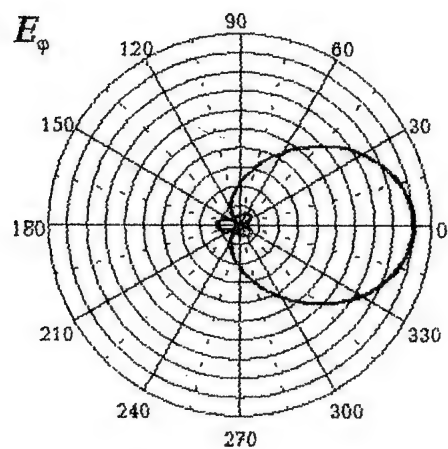
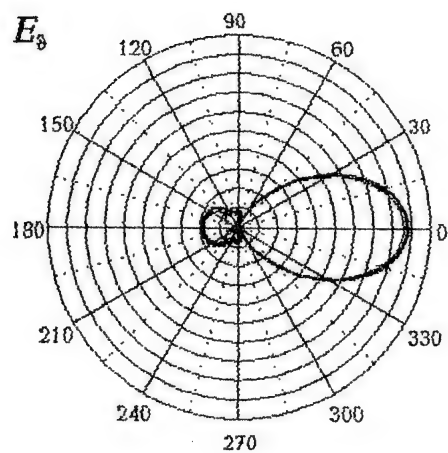


Рис. 3:

РАЗВИТИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ХАОСА ПРИ НЕЛИНЕЙНОМ ВЗАИМОДЕЙСТВИИ ВОЛН В НЕОГРАНИЧЕННОЙ ПЛАЗМЕ БЕЗ МАГНИТНОГО ПОЛЯ.

В. А. Буд, О. В. Мануйленко, В. И. Муратов^{*)}, А. П. Толстолужский
ННЦ ХФТИ, Харьковский госуниверситет^{*)}, Харьков, Украина

Взаимодействие типа волна-частица и слабонелинейное взаимодействие волн - взаимодействие типа волна-волна определяют фундаментальные свойства плазмы, электронных пучков и т.д.. Регулярная динамика этих процессов широко изучена.

Хорошо известно, что почти все динамические системы которые описывают плазменные явления, в их расширенном фазовом пространстве (пространство всех канонических переменных и параметров) имеют области хаотического поведения. Строгий анализ динамики в таких областях возможен только при использовании численных методов. Однако, случайный характер траекторий в этих областях позволяет использовать методы статистической физики для их описания.

Таким образом аналитические критерии для определения таких областей имеют первостепенную важность потому, что они не только показывают области, где происходит качественный переход от регулярной динамики к хаосу, но также позволяют дать аналитическое описание динамической системы в этой области. Существует несколько критериев перехода к глобальной стохастичности. Наиболее простой и эффективный - критерий Чирикова [1].

Принимая во внимание, что этот критерий основан на определении нелинейного резонанса, он хорошо приспособлен и широко используется в исследовании процессов включающих взаимодействие типа волн-частица. В представленном сообщении сформулированы условия при выполнении которых динамика взаимодействия типа волна-волна становится хаотической. Эти условия проверены на системе уравнений описывающих взаимодействие высокочастотных (ВЧ) и низкочастотных (НЧ) волн в плазме.

Как известно передача энергии от одной волны к другим при их нелинейном взаимодействии носит характер неустойчивости. Поэтому можно предположить, что динамика этого взаимодействия будет хаотической, когда параметр $K \equiv 2G/\Delta\omega$ становится больше единицы, где

G - инкремент этой неустойчивости, который играет роль ширины нелинейного резонанса, $\Delta\omega$ - расстояние между резонансами различных волн. Заметим, что величина $\Delta\omega$ обычно соответствует минимальной частоте.

Пусть волна с амплитудой a_1 , волновым числом k_1 и частотой ω_1 распадается на две волны (a_2, k_2, ω_2) и (a_3, k_3, ω_3) . Кроме того, предположим что имеется еще одна волна с параметрами (a_4, k_4, ω_4) , $k_4 = k_3$, $\omega_3 - \omega_4 \ll \omega_1$. Будем считать, в начале, что четвертая волна не влияет на процесс распада. Тогда амплитуды трех взаимодействующих волн изменяются со временем согласно [2]:

$$\begin{aligned}\dot{a}_1 &= iV_1^* a_2 a_3, \\ \dot{a}_2 &= -iV_1 a_1 a_3^*, \\ \dot{a}_3 &= -iV_1 a_1 a_2^*,\end{aligned}\tag{1}$$

Здесь V_1 - матричный элемент взаимодействия. На линейной стадии ($|a_1| = \text{const}$) процесс распада характеризуется экспоненциальным ростом амплитуд $|a_2|$ и $|a_3|$ с инкрементом $G = |a_1||V_1|$. Изменение фазы $\Phi = 2\Phi_2 + 2\Phi_3$ подчиняется уравнению математического маятника:

$$\ddot{\Phi} + (2|a_1||V_1|)^2 \sin \Phi = 0\tag{2}$$

Из (2) видно, что полуширина нелинейного резонанса равна $4G$. Если заменить третью волну четвертой, мы получим, что на линейной стадии фаза $\Psi = 2\Phi_2 + 2\Phi_4 + 2\delta\tau$ также удовлетворяет уравнению (2), где $G_2 = |a_1||V_2|$, $\delta = \omega_1 - \omega_2 - \omega_4$. Откуда следует, что расстояние между нелинейными резонансами равно 2δ . Предполагая, что ширина нелинейного резонанса на линейной стадии для четвертой волны мала $G \ll G_2$, получим условие перекрытия нелинейных резонансов, и, соответственно, условие возникновения стохастической неустойчивости: $2G/\delta > 1$. Отметим, что приведенный критерий, также как и другие [1], позволяет определить область параметров, в которой динамика системы становится хаотической. Что касается границы перехода к хаосу, то для ее определения требуются более тщательные аналитические или численные исследования.

Рассмотрим распад ВЧ волны (i) на плазменную ленгмюровскую (p) и ВЧ (s) волны. Полагая, что затухание отсутствует получим следующую систему уравнений, описывающую динамику взаимодейству-

ЮЩИХ ВОЛН:

$$\begin{aligned} i\dot{\mathcal{E}}_i &= \mathcal{E}_s \rho \exp(i\Delta\tau), \\ i\dot{\mathcal{E}}_s &= \mathcal{E}_i \rho^* \exp(-i\Delta\tau), \\ \dot{\rho} + \Omega^2 \rho &= -\mathcal{E}_i \mathcal{E}_s^* \exp(-i\Delta\tau), \end{aligned} \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_i &= \frac{E_i}{E_{i0}}, \quad \mathcal{E}_s = \frac{E_s}{E_{i0}} \sqrt{\frac{\omega_s}{\omega_i}}, \quad \rho = \frac{\delta n_p}{n_{e0}} \left[\frac{\omega_p^2 \cos \alpha}{2k_p^2 \sqrt{\omega_i/\omega_s}} \frac{\pi m n_{e0}}{E_{i0}^2} \right]^{1/3}, \\ \tau &= t \left[\frac{E_{i0}^2 \cos^2 \alpha}{8m^2} \frac{e^2 k_p^2 \omega_p^2}{\omega_i \omega_s^2} \right]^{1/3}, \\ \Omega^2 &= \left[\frac{8m^2}{e^2} \frac{1}{E_{i0}^2 \cos^2 \alpha} \frac{\omega_p \omega_i \omega_s^2}{k_p^2} \right]^{2/3}, \quad \Delta = (\omega_i - \omega_s) \left[\frac{8m^2}{e^2} \frac{1}{E_{i0}^2 \cos^2 \alpha} \frac{\omega_i \omega_s^2}{k_p^2} \right]^{1/3}, \end{aligned}$$

На линейной стадии распада $|\mathcal{E}_i| = \text{const}$ можно получить из (3) дисперсионное уравнение:

$$(\omega^2 - \Omega^2)(\omega + \Delta) = 1$$

и следующее выражение для максимального инкремента:

$$G = \text{Im} \omega = 1/\sqrt{2}\Omega, \quad \Omega^2 \gg 1; \quad G = \text{Im} \omega = \sqrt{3}/2 \quad \Omega^2 \ll 1$$

В первом случае параметр $K \ll 1$ и динамика распада должна быть регулярной. При больших амплитудах падающей волны $K \gg 1$, поэтому динамика распада должна быть хаотической. Мы можем получить следующие условия при выполнении которых динамика распада становится хаотической:

$$E_{i0}^2 > \frac{8m^2}{e^2} \frac{1}{3\sqrt{3}} \frac{\omega_i \omega_s \omega_s^2}{\cos^2 \alpha}, \quad (4)$$

Из (4) нетрудно определить величину амплитуды электромагнитной волны необходимой для развития хаотической динамики. Так при $\omega_p = 6 \cdot 10^9 \text{ Гц}$, $V_{prh} = 3 \cdot 10^9 \text{ см/с}$, $\omega_i/\omega_p = 3$, $\alpha = 0$ эта величина равна $5.3 \cdot 10^4 \text{ В/см}$. Компьютерные вычисления подтверждают этот критерий. В заключение необходимо отметить следующее. Критерий действительно позволяет определить область параметров, где имеет место хаотическая динамика для неинтегрируемых систем. Но в то же время для интегрируемых систем этот критерий совершенно не работает. Поэтому необходима осторожность, прежде чем использовать критерий $K > 1$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Chirikov B.V. Phys. Rep. 1979, v.52, p.265.
2. Заславский Г.М., Сагдеев Р.З. Введение в нелинейную физику. М., Наука., 1988.

DEVELOPMENT OF DYNAMICAL CHAOS UNDER NONLINEAR INTERACTION OF WAVES IN UNBOUNDED UNMAGNETIZED PLASMA

V. A. Buts, O. V. Manuilenko, V. I. Muratov^{*)}, A. P. Tolstoluzhsky
NSC KIPT, Kharkov State University^{*)}, Ukraine, Kharkov

In this report we formulate and prove the conditions if being fulfilled then the dynamics of the wave-wave system becomes chaotic. These conditions are verified via the system describing interaction of HF and LF waves in plasma and other's nonlinear media. This effect is of paramount importance for free electron laser and accelerations based on beat-wave, etc.

ПУЧКОВО-ПЛАЗМЕННЫЙ ГЕНЕРАТОР-УСИЛИТЕЛЬ

А.Ф. Алисов, А.К. Березин, А.В. Бородкин, Ю.М. Ляпкало, И.Н. Онищенко, Я.Б. Файнберг
ННЦ "Харьковский физико-технический институт", Харьков-310108, Украина

Аннотация - В работе изложены результаты теоретических и экспериментальных исследований по созданию пучково-плазменного генератора-усилителя. Начальные флуктуации электронного пучка, генерируемые в электронной магнетронной пушке специального типа (11 кВ, 3 А, длительность импульса тока 160 нсек, частота посылок до 10 Гц), затем усиливались в плазменном волноводе и спиральной структуре. Мощность возбуждаемых стохастических колебаний на выходе устройства достигала 15 кВт в дециметровом диапазоне длин волн.

I. Введение

Ранее [1, 2] мы сообщали о преимуществах пучково-плазменных генераторов и усилителей (ППГУ) по сравнению с обычными вакуумными устройствами. Кратко эти преимущества заключаются в следующем:

- благодаря нейтрализации плазмой заряда электронного пучка в ППГУ возрастает его предельный ток;
- в пучково-плазменной системе со слабой диссипацией, в отличие от вакуумной в широкой полосе частот возбуждаются объемные, а не поверхностные волны с более высоким инкрементом нарастания;
- параметрами (мощностью, частотой) возбуждаемых колебаний можно управлять при помощи начальной модуляции электронного пучка.

В работах [3, 4] сообщалось, что плазменный волновод (ПВ) может быть использован для эффективной модуляции электронного пучка перед процессом генерации или усиления возбуждаемых колебаний замедляющих структурах различных типов. В настоящем докладе усиление начальных шумов, генерируемых в электронной пушке магнетронного типа, происходило при пучково-плазменном взаимодействии в ПВ, а затем в модифицированной спиральной структуре, в результате чего на выходе генератора-усилителя возбуждались стохастические СВЧ электромагнитные колебания. Этот процесс подобен явлению сверхизлучения.

Так как к описываемому устройству не подводится внешний начальный сигнал и в нем отсутствовали обратные связи, то его можно рассматривать как генератор-усилитель.

II. Электродинамика трубчатого пучково-плазменного волновода

Рассмотрим цилиндрическую металлическую трубу радиуса R , заполненную трубчатым столбом плазмы с внешним и внутренним радиусами r_1 и r_2 соответственно, находящуюся в продольном магнитном поле с напряженностью H_0 . Используя уравнения Максвелла с граничными условиями можно получить дисперсионное уравнение для аксиально-симметричных собственных мод $\det A = 0$, где A - матрица размером 8×8 с элементами A_{ij} , описанными ранее [4].

При усилении и генерировании колебаний в широкой полосе частот трубчатый плазменный волновод подобен спиральной структуре. Решение дисперсионного уравнения было получено численно для плазменной волны в предположении отсутствия дисперсии ($v_{g0} = v_{ph} = \text{const}$, $\omega_H \gg \omega_p$, $v_0 \geq v_{ph}$, $H_0 = 1,5 \text{ кЭ}$, $R = 1,8 \text{ см}$, $r_1 = 1,05 \text{ см}$, $r_2 = 1,25 \text{ см}$, $k_{\perp} R \ll 1$, $k_{\perp} r_1 \ll 1$, $k_{\perp} r_2 \ll 1$, $k_{\perp}^2 = k_z^2 - \omega^2/c^2$, $k_z = \omega/v_{ph}$, $\Delta = r_2 - r_1$, где v_{ph} и v_{g0} - фазовая и групповая скорости возбуждаемых колебаний, v_0 - скорость электронного пучка, ω_H и ω_p - электронные ленгмюровские частоты, ω_b - электронная ленгмюровская частота пучка, k_{\perp} и k_z - поперечное и продольное волновые числа, c - скорость света в вакууме, ω - частота возбуждаемых колебаний). В этом случае дисперсионное уравнение существенно упрощается

$$\left(k_z^2 - \frac{\omega^2}{c^2}\right) \left(1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} - \frac{\omega_b^2}{(\omega - k_z v_0)^2}\right) = \left(r_2 \Delta \ln \frac{R}{r_2}\right)^{-1}.$$

Из анализа полученных дисперсионных кривых следует, что неустойчивость не развивается при электронной плотности плазмы $n_p < 1,6 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-3}$ и зависит от электронных плотностей пучка и

плазмы (n_b и n_p). При $n_b = 6 \cdot 10^9 \text{ см}^{-3}$ фазовая скорость усиливаемых колебаний возрастает от $v_{ph}/c = 0,155$ до $v_{ph}/c = 0,17$ при увеличении плотности плазмы от $1 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-3}$ до $0,12 \text{ см}^{-3}$. При $n_p = 1,6 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-3}$, v_{ph}/c изменяется от 0.19 до 0.14 при возрастании n_b от $6 \cdot 10^8 \text{ см}^{-3}$ до $6 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$. Для этих двух случаев пространственный инкремент нарастания $\delta k/k_z$ возрастает от 0.503 до 2.42 и от 0.208 до 1.578 соответственно. Коэффициент усиления для плазменной (средней) секции нашего устройства составляет $g = 6,3 \text{ дБ/см}$ для тока электронного пучка $I \approx 10 \text{ А}$.

В предположении, что $\omega \approx \omega_s$, где ω_s - частота колебаний, фазовая скорость которых синхронна со скоростью электронного пучка, можно определить частоту возбуждаемых колебаний ω для заданных значений энергии электронного пучка и плотности электронов плазмы. Для $n_p = 1,6 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-3}$ получаем $f_s = \omega_s/2\pi \approx 525 \text{ МГц}$, волновое число $k_s = 0,515 \text{ см}^{-1}$.

Заметим, что генерирование или усиление колебаний с более низкой частотой может быть осуществлено в ПВ не только в случае более низкой плотности электронов плазмы n_p но и тогда, когда ПВ частично заполнен плотной плазмой.

III. Описание установки и экспериментальные результаты

Экспериментальная установка создана по схеме, в которой в электронной пушке магнетронного типа [5-7] с "длинным" катодом создавался электронный пучок, промодулированный начальным шумовым сигналом с достаточной мощностью и шириной частотного спектра, существенно превосходящей спектр выходного сигнала. Известно [8], что в специальных конструкциях пушек формировался электронный пучок с высоким первичным, в котором шумовой ток на 50-60 дБ превышал уровень начального дробового шума. Дальнейшее формирование частотного спектра определялось дисперсионными свойствами ПВ и избирательным свойством оконечной спиральной замедляющей структуры (ЗС), имеющей частотную характеристику полосового фильтра. Для реализации пучково-плазменного усилителя необходимо, чтобы электронный пучок взаимодействовал в ПВ только с прямой волной пространственного заряда. Проблема заключалась в том, чтобы обеспечить усиление начального шумового сигнала на 80-100 дБ, сохранив при этом достаточную равномерность спектральной мощности шумов (СМШ) в заданной полосе частот. Следует подчеркнуть, что работа описываемого устройства была возможна при условии подавления положительной обратной связи с его выхода на вход, которая может приводить к самовозбуждению усилителя на дисперсионных частотах. Такое подавление осуществлялось за счет "запредельных" свойств ПВ и достаточно хорошего согласования ЗС.

Экспериментальная установка представлена на рис.1. Она состоит из специальной электронной пушки магнетронного типа (1), соленоида (2), трубчатого плазменного волновода (3), замедляющей структуры с модифицированной спиралью (4), поглощающей нагрузки (5), измерителя СВЧ мощности - эквивалента антенны (6), коллектора тока (7). Установка находилась в продольном магнитном поле. Блок электронной пушки состоял из конических анода и катода с подогревателем и фокусирующими электродами. Размеры катода: длина - 60 см, большой диаметр - 2.5 см, угол наклона поверхности катода к продольной оси составлял 4° . Плазма создавалась электронным пучком в медной трубе длиной 20 см и внутренним диаметром $\sim 3,2$ см, в которую напускался рабочий газ (водород) под давлением $0,5 - 10^{-4}$ Торр.

Внутри металлического корпуса на керамических опорах была смонтирована модифицированная спираль нагруженная кольцами со стержнями [9]. Эта ЗС обладала свойствами полосового фильтра в заданной полосе частот $f = 300 - 500 \text{ МГц}$. Длина ЗС составляла ~ 48 см. В конце системы располагался коллектор тока. Дисперсия и частотные характеристики системы были измерены экспериментально. Максимальная выходная СВЧ мощность $\sim 2 - 15 \text{ кВт}$ была достигнута при плотности плазмы $\sim 10^{11} \text{ см}^{-3}$ (давление $\sim 5 \cdot 10^{-5}$ Торр), энергии электронного пучка $1 - 11,5 \text{ кэВ}$, токе $2,5 - 3 \text{ А}$ в полосе частот $300 - 500 \text{ МГц}$. Неравномерность спектральной плотности мощности составляла менее 4 дБ.

IV. Заключение

В работе приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований по созданию мощного пучково-плазменного генератора стохастических колебаний. Полученные экспериментальные результаты (мощность 15 кВт в полосе частот $300 - 500 \text{ МГц}$) находятся в хорошем соответствии с теоретическими расчетами.

V. Список литературы

- [1] Березин А.К., Файнберг Я.Б. и др. Физика плазмы, 1994, 20, с.782, 790.
- [2] Березин А.К., Файнберг Я.Б. и др. Proc of 10 Int. Conf. on Power Beams (BEAMS'94), {bf I}, p.260, II, p.564.
- [3] Uhm H.S. Plasma Physics, 1993, 5, p.1877.
- [4] Алисов А.Ф., Березин А.К. и др. Доклад N9J02 на международной конференции по физике плазмы. ICPP-96, сентябрь 1996г., Нагоя, Япония.

- [5] Wadhwa R. Proc. IRE, 1964, **52**, p.83.
- [6] Wanduser D., Harris R. Journ. of Appl. Phys., 1964, **35**, p.1642.
- [7] "СВЧ-Энергетика" под ред. Э. Окресса, М: Мир, 1971, **1**, с.119.
- [8] Алямовский И.В., "Электронные пучки и электронные пушки", М: Сов. Радио, 1966, с.299, 301.
- [9] Силин Р.А., Сазонов В.П. Замедляющие системы. М: Сов. Радио, 1966, с.20, 48.

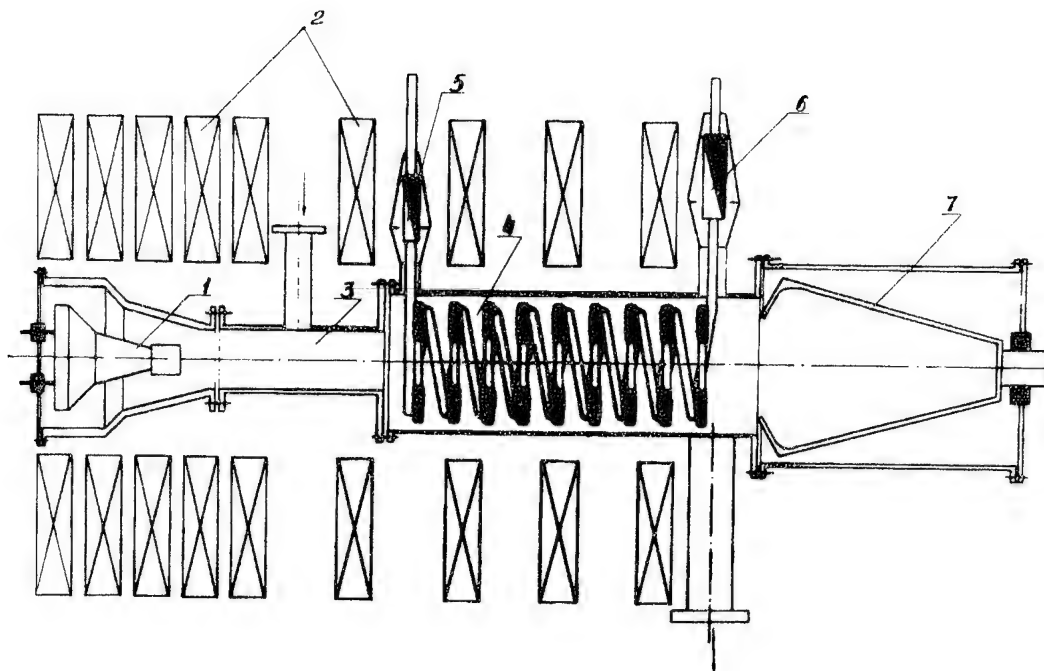


Рис.1 Схема пучково-плазменного генератора-усилителя, 1 - электронная пушка, 2 - соленоид, 3 - трубчатый плазменный волновод, 4 - спиральная замедляющая структура, 5 - поглощающая нагрузка, 6 - эквивалент антенны, 7 - коллектор тока.

BEAM-PLASMA GENERATOR-AMPLIFIER

Alisov A.F., Berezin A.K., Borodkin A.V., Lyapkalo Yu.M., Onishchenko I.N., Fainberg Ya.B.

Kharkov Institute of Physics and Technology

1 Akademicheskaya St., Kharkov-310108, Ukraine

E-mail kfti@rocket.kharkov.ua

The theoretical and experimental investigations have been carried out on excitation of plasma oscillations and radiation of electromagnetic waves using plasma waveguide. The initial fluctuations of electron beam obtained in electron gun of special magnetron type (12 kV, 10 A) were amplified in plasma waveguide. Modulated in such way electron beam generated the HF electromagnetic radiation of 25 kW power in decimeter frequency band with pulse duration of 160 μ s and frequency repetition of 2-8 Hz in helix slow-wave structure.

ВОЗБУЖДЕНИЕ ЭМИ ИМПУЛЬСНЫМ СИЛЬНОТОЧНЫМ РЭП В МАГНИТНОМ ПОЛЕ

В.А. Балакирев, Г.Л. Сидельников

Харьковский физико-технический институт, 310108, Харьков, ул. Академическая 1.
e-mail: kfti@rocket.kharkov.ua

Аннотация. Исследуется механизм формирования ЭМИ в результате кратковременного пересечения электронным пучком (сгустком) силовых линий магнитного поля. Показано, что возбужденное электромагнитное поле обладает свойством широкополосности, а его интенсивность для параметров пучка легко реализуемых в эксперименте может быть весьма значительной.

Физическая модель.

Пусть магнитный слой конечной толщины L примыкает к плоскости $z = 0$. Ось Oy направлена вверх, ось Ox совпадает с направлением магнитного поля. Силовые линии поля направлены перпендикулярно странице. Рассмотрим излучение элемента пучка, летящего из $-\infty$ вдоль оси Ox , с плотностью тока

$$\vec{d}j = -dQ \vec{V}(t, t_0) \delta(\vec{r} - \vec{r}_0(t, t_0)), \quad (1)$$

где $dQ = I_0(t_0)dt_0$ —заряд элемента тока пучка, $I_0(t_0)$ —полный ток пучка на входе в магнитное поле ($z = 0$), t_0 —время влета. Функция $I_0(t_0)$ задает токовый импульс пучка. $\vec{r}_0(t, t_0)$ —закон движения элемента тока, описывающий его траекторию, $\vec{V}(t, t_0)$ —скорость пучка.

Вывод основных уравнений.

Для расчета импульсного поля излучения элемента пучка (1) в дальней зоне для частотной Фурье-амплитуды векторного потенциала воспользуемся известным выражением [1]

$$\vec{A}_\omega = dQ(t_0) \frac{e^{ik_0 R}}{2\pi c R} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{V}(t, t_0) e^{i(\omega t - \vec{k}_0 \vec{r}_0(t, t_0))} dt, \quad (2)$$

где R —расстояние от начала координат до точки наблюдения $M(R, \vec{n})$, $\vec{k}_0 = \vec{n}\omega/c$, \vec{n} —единичный вектор в направлении от начала координат до точки наблюдения, $n_x = \sin \theta \cos \varphi$, $n_y = \sin \theta \sin \varphi$, $n_z = \cos \theta$, θ, φ —угловые координаты сферической системы координат. Используя связь магнитного поля и векторного потенциала имеем

$$\vec{H}_\omega = \frac{i\omega}{2\pi c^2 R} e^{ik_0 R} \int_{-\infty}^t dt_0 I_0(t_0) e^{i\omega t_0} \int_{-\infty}^{\infty} [\vec{n}, \vec{V}(\tau)] e^{i\omega(\tau - \vec{n}\vec{r}_0(\tau)/c)} d\tau. \quad (3)$$

После интегрирования по временам влета и обратного Фурье преобразования выражение для импульса электромагнитного излучения принимает вид

$$\vec{H}(t, R, \vec{n}) = -\frac{1}{c^2 R} \int_{-\infty}^{\infty} [\vec{n}, \vec{V}(\tau)] \frac{dI_0(\tau)}{d\tau} d\tau, \quad (4)$$

где $\bar{t} = t - R/c - \tau + \vec{n}\vec{r}_0(\tau)/c$. Поскольку под действием силы пучок движется только в течение времени $0 > \tau > t_*$, где t_* —время рассеяния, выражение (4) для поля излучения может быть преобразовано к виду

$$\begin{aligned} \vec{H} = & \beta_0 \frac{[\vec{n}, \vec{e}_1]}{cR} \frac{I_0(t - R/c)}{1 - \beta_0 \sin \theta \cos \varphi} - \frac{1}{c^2 R} \int_0^{t_*} [\vec{n}, \vec{V}(\tau)] \frac{dI_0(\bar{t})}{d\tau} d\tau - \\ & - \beta_0 \frac{[\vec{n}, \vec{e}_2]}{cR} \frac{I_0(t - R/c - t_* + (a/c)(\sin(\varphi + \alpha) - \sin \varphi) \sin \theta)}{1 - \beta_0 \sin \theta \cos(\varphi + \alpha)}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\vec{e}_{1,2}$ —единичные векторы в направлении скоростей до и после рассеяния частиц пучка магнитным полем. Первое слагаемое соответствует излучению пучковых частиц влетающих в магнитное поле. Третье слагаемое описывает излучение, возникающее при выходе пучка из магнитного поля. Второе слагаемое, пропорциональное производной тока по времени соответствует излучению при движении частиц по криволинейному участку траектории под действием силы Лоренса.

Анализ характеристик импульсного излучения.

Определим мощность $P(\theta, \varphi, t)$, излучаемую в данном направлении в единицу телесного угла

$$P(\theta, \varphi, t) = \frac{c}{4\pi} [\Psi_\theta^2(\theta, \varphi, t) + \Psi_\varphi^2(\theta, \varphi, t)], \quad (6)$$

функции $\Psi_\theta(\theta, \varphi, t)$, $\Psi_\varphi(\theta, \varphi, t)$ связаны с компонентами магнитного поля в дальней зоне следующими соотношениями $\Psi_\theta(\theta, \varphi, t) = R^2 \cdot H_\theta$, $\Psi_\varphi(\theta, \varphi, t) = R^2 \cdot H_\varphi$.

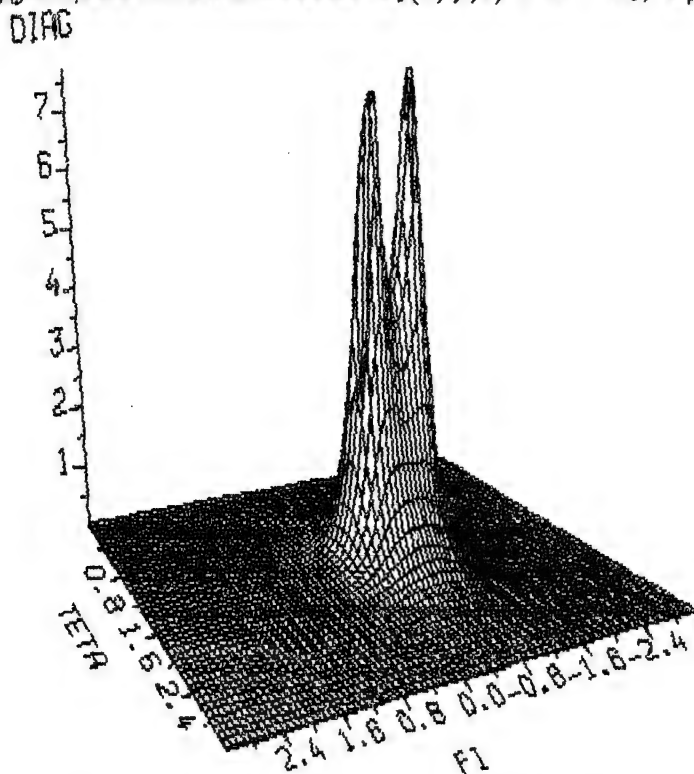


Рис. 1. Диаграмма направленности излучаемой энергии.

Энергия W_{rad} , излученная в единицу телесного угла (диаграмма направленности) определяется интегрированием (6) по времени. Как следует из графического представления диаграммы направленности см. рис.1, построенной для $\gamma = 10$, когда угол поворота значительно превосходит углы излучения, два максимума соответствуют двум равноправным направлениям излучения до и после пересечения пучком магнитного поля. При малых энергиях, возбуждающего сгустка, углы излучения частично перекрываются и в диаграмме направленности формируется один максимум. От направления зависит и профиль излученного импульса см. рис.2.

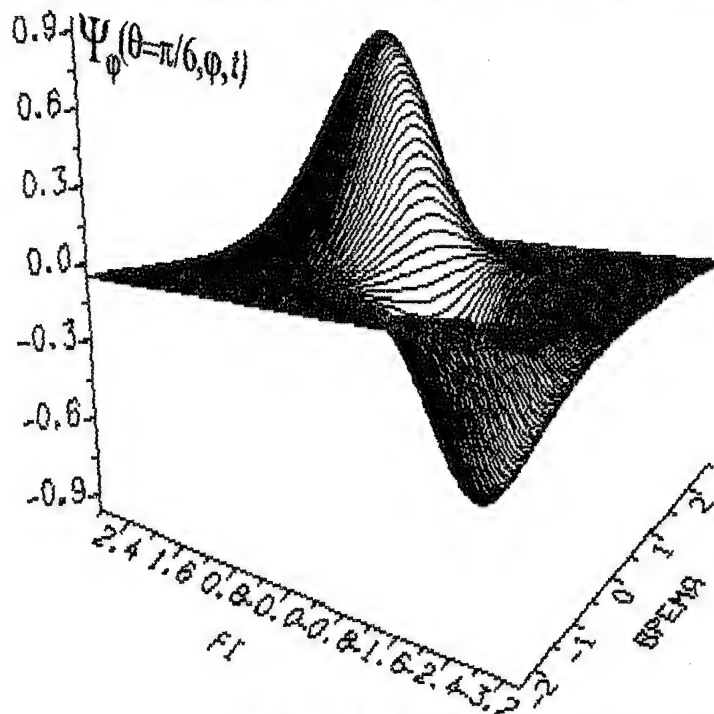


Рис. 2. Профиль излученного импульса.

Проинтегрировав (6) по времени и по всем углам, получим полную излученную энергию. Определим КПД излучателя как отношение полной излученной энергии к кинетической энергии сгустка

$$\eta = W_{rad}/W_{kin}, \text{ где } W_{kin} = \frac{mc^2}{e}(\gamma - 1)I_m \int_{-\infty}^{\infty} F(t)dt. \quad (7)$$

В случае длинноимпульсных пучков, когда τ_b существенно превосходит время рассеяния t_* , магнитным полем $t_*/\tau_b \ll 1$ полученные выражения (5)–(7) могут быть исследованы аналитически. Легко видеть, что интегральное слагаемое в (5) имеет порядок $\delta = t_*/\tau_b$ и им можно пренебречь, по сравнению с остальными двумя. При этом формируются два импульса противоположной полярности, распространяющихся под разными углами. Приведенные выше графики соответствуют параметру $\delta = 0.6$. Максимум излучения (пиковое значение поля) первого импульса приходится на углы, определяемые из соотношения $\cos \varphi \sin \theta = \beta_0$. В релятивистском случае $\beta_0 \approx 1$ это соотношение можно упростить и приближенно записать в виде

$$\varphi^2 + (\theta - \pi/2)^2 = 1/\gamma^2. \quad (8)$$

На плоскости φ, θ это уравнение описывает окружность радиуса $1/\gamma$. Таким образом, максимум интенсивности импульсного излучения приходится на угол $1/\gamma$ относительно направления движения сгустка электронов. Аналогичное соотношение может быть получено для второго импульса. В направлении максимума излучаемая мощность пропорциональна квадрату релятивистского фактора

$$P_{\max} = \frac{I_m^2}{4\pi c} F^2(t - R/c) \beta_0^2 \gamma^2, \quad (9)$$

где I_m — пиковое значение токового импульса, F — функция описывающая его профиль. Полную излученную энергию можно найти приближенно в релятивистском случае, когда угол поворота существенно превосходит угол излучения $\alpha \gg 1/\gamma$. При этом излучаемые импульсы будут пространственно разнесены. Интегрирование дает следующее выражение

$$W_{\text{rad}} = \frac{2I_m^2}{c} \ln \gamma \int_{-\infty}^{\infty} F^2(t) dt. \quad (10)$$

Соответственно для КПД излучателя имеем

$$\eta = 2 \frac{I_m}{I_A} \frac{\ln \gamma}{\gamma - 1} \left(\int_{-\infty}^{\infty} F^2(t) dt \right) / \left(\int_{-\infty}^{\infty} F(t) dt \right). \quad (11)$$

Если угол поворота мал то существенную роль будет играть явление перекрытия импульсов. В этом случае возможен анализ только с привлечением численных методов. В случае гауссовского электронного пучка $F(t) = \exp(-t^2/\tau_b^2)$ для КПД, предложенной схемы возбуждения ЭМИ, получаем простое выражение

$$\eta = \sqrt{2} \frac{I_m}{I_A} \frac{\ln \gamma}{\gamma - 1}. \quad (12)$$

В частности, при $\gamma = 2.7$ (энергия 850 КэВ), токе 8.5 кА — КПД составляет 40%. Отметим, что изменением магнитного поля можно менять угол поворота α , а следовательно и диаграмму направленности, в то время как излучаемая энергия и КПД, зависят от магнитного поля слабо.

Заключение.

Исследован процесс формирования импульсного излучения при пересечении релятивистским электронным сгустком постоянного однородного магнитного поля. Приведены диаграмма направленности и форма излученного импульса возбуждаемого электронным сгустком гауссовской формы, длительностью $\tau_b = 1$ нс. Показано, что в дальней зоне диаграмма направленности излучения и форма импульсов имеют сильно обусловленную угловую зависимость. Направление аксимаума излучения первого импульса соответствует направлению движения нерассеянного пучка, т.е. до влета в магнитное поле. Направление распространения второго импульса по отношению к первому имеет угол равный углу рассеяния и определяется скоростью сгустка, толщиной и напряженностью магнитного поля.

Список литературы

1. Л.Д. Ландау, Е.М. Лифшиц Теория поля М.: Изд-во "Наука", 1973.

Антенны и антенные элементы

Antennas & Antenna Elements

РАСЧЕТ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКА, ВХОДНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ И ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН, РАСПОЛОЖЕННЫХ НАД МНОГОСЛОЙНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРОЙ С.И. Романов, В.В. Бодров, И.В. Володина.....	215
THE CALCULATION OF CURRENT DISTRIBUTION, INPUT IMPEDANCE AND PATTERN OF ANTENNAS WHICH ARE LOCATED OVER MULTILAYERED DIELECTRIC STRUCTURE S.I. Romanov, V.V. Bodrov, I.V. Volodina	

АНТЕННЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ. ОСОБЕННОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ В.Е. Иващук, В.П. Прохоренко.....	218
ANTENNAS FOR IMPULSE RADIATION. SPECIAL FEATURES OF THE PARAMETERS DETERMINATION V.E. Ivashchuk, V.P. Prokhorenko	

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ЩЕЛЕВОЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ ДЛЯ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ШИРОКИМ СЕКТОРОМ СКАНИРОВАНИЯ А.В. Егоркин.....	222
BROADBAND SLOT LINE RADIATOR FOR WIDE-SCAN LINEAR ARRAYS A.V. Egorkin	

ПРОГРАММА РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ЭКВИДИСТАНТНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ А.В. Егоркин, С.Ю. Маслов.....	227
CALCULATION PROGRAM OF EQUALLY SPACED LINEAR ANTENNA ARRAY A.V. Egorkin, S.J. Maslov	

The paper describes algorithm and flow chart of calculation program of equally spaced linear antenna array. The program allows array pattern and gain to be estimated for various amplitude and phase distributions of array radiators excitation including random errors with Haussian distribution. The program merit is capability of various array radiator pattern and initializations such as hypothetical isotropic radiator pattern; well-known approximation by sine polynominals; point initialization or screen patterning. The two letters allow to estimate array pattern for various scanning angles on the ground of measured pattern of single element as a part of array fragment permitting to simplify the antenna measurements. It is shown that estimated linear array parameters are in good agreement with the experimental ones. This program is comfortable for user.

СРАВНЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ СВОЙСТВ УЗКИХ ЩЕЛЕЙ В ВОЛНОВОДАХ: ПОЛОМ, НАГРУЖЕННОМ ГРЕБЕНКОЙ ИЛИ СЛОИСТЫМ ДИЭЛЕКТРИКОМ Л.П. Яцук, И.В. Горбач, А.В. Жиронкина, В.А. Катрич.....	232
COMPARISON OF RESONANCE PROPERTIES OF NARROW SLOTS IN HOLLOW-WAVE- GUIDES AND ONES LOADED WITH CORRUGATED SYSTEM OR LAYER DIELECTRIC L.P. Yatsuk, I.V. Gorbach, A.V. Zhironkina, V.A. Katrich	

ДИНАМИКА ЭМИ, ИЗЛУЧЕННЫХ АПЕРТУРНЫМИ АНТЕННАМИ, В ПЛОСКОСТЯХ, ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ РАСКРЫВУ РУПОРА В.А. Балакирев, Г.Л. Сидельников.....	236
THE DYNAMICS OF EMP RADIATED BY APERTURE ANTENNAS IN THE PLATES, PARALLEL TO HORN OPENING V.A. Balakirev, G.L. Sidel'nikov	

The spatial-time dynamics of short electromagnetic pulses (EMP) on the transverse plates to system axis symmetry radiated by rectangular aperture antennas is investigated by analytical Huygens-Kirchhoff and numerical methods. It was ascertained that radiated EMP is bi-polar and consists of exciting antenna opening primary pulse, as well as one or several pulses of the opposite polarity. The influence of the aperture geometrical features, form and duration of the driving pulse on radiated pulses fields is investigated. It is shown that the duration, the time delay and the order of radiated pulses are rigorously determined by initial parameters of the driving pulse and aperture and may be a priori predicted on the basis of the crude Huygens model.

**ТРАНСФОРМАЦИЯ СПЕКТРА ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА,
ИЗЛУЧЕННОГО СИММЕТРИЧНЫМ ВИБРАТОРОМ**

А.И. Астайкин, В.Б. Профе, К.В. Троцюк.....240
TRANSFORMATION OF SPECTRUM OF WIDE-BAND SIGNAL, RADIATED BY SYMMETRIC DIPOLE
A.I. Astaikin, V.B. Profe, K.V. Trotsyuk

Distorsion of stationary wide-band signal with uniform energy spectrum has been examined. The results of calculation of input resistance and partial patterns of symmetric dipole, amplitude and phase spectrum of the field in reception position have been given.

**ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПРАВЛЕННОСТИ КВАДРАТНЫХ И КРУГОВЫХ
АНТЕННЫХ РЕШЕТОК СО СЛАБО ЗАПОЛНЕННОЙ АПЕРТУРОЙ**

Н.Н. Горобец, А.Б. Жолобенко, Ю.Н. Горобец.....244
DIRECTIVITY CHARACTERISTICS OF THE SQUARE AND CIRCULAR
ANTENNA ARRAY WITH A WEAK FILLED APERTURE
N.N. Gorobets, A.B. Zholobenko, Yu.N. Gorobets

**НАПРАВЛЕННЫЕ И ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНИЧЕСКИХ
РУПОРНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ С ИЗЛОМОМ УГЛА РАСТВОРА**

Н.Н. Горобец, В.М. Дахов.....249
DIRECTIONAL AND POLARIZATIONAL CHARACTERISTICS OF CONICAL HORN
RADIATORS WITH THE FLARE-ANGLE BREAK
N.N. Gorobets, V.M. Dakhov

The characteristics of conical horn radiators with the flare-angle break were researched in the bandwidth from 9.5 to 12 GHz. The antenna pattern width of radiators was measured on the level of -3 dB, -10 dB and -15 dB. The cross-polarizational radiation of such radiators was researched.

**ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВИБРАТОРА, ОРИЕНТИРОВАННОГО
ПЕРПЕНДИКУЛЯРНО ПРЯМОУГОЛЬНОМУ ЭКРАНУ**

Н.П. Елисеева.....254
RADIATION OF ELECTRIC VIBRATOR ORIENTED PERPENDICULAR
TO THE RECTANGULAR SCREEN
N.P. Yeliseyeva

**МОДЕЛИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В АПЕРТУРЕ
ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ГЕОМЕТРИИ МАЛОГО ЗЕРКАЛА**

Л.М. Лобкова, А.А. Пирог, К.А. Голиков, А.В. Вовк.....259
SIMULATION OF MAGNITUDE-PHASE DISTRIBUTIONS IN APERTURES
OF DUAL-REFLECTOR AERIAL IN VIEW OF CONTRREFLECTOR GEOMETRY
L.M. Lobkova, A.A. Pirog, K.A. Golikov, A.B. Vovk

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН В ПРИБЛИЖЕНИИ ФРЕНЕЛЯ

Л.М. Лобкова, А.А. Савочкин, Г.В. Ступачов.....263
DETERMINATIONS OF RADIATION CHARACTERISTICS OF DUAL-REFLECTOR AERIAL
IN FRISHNEL APPROACH
L.M. Lobkova, A.A. Savochkin, G.V. Stupacov

МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАМОЧНЫХ АНТЕНН

Л.М. Лобкова, М.Б. Проценко, О.А. Посный.....267
MODELLING OF CHARACTERISTICS OF FRAME AERIALS
L.M. Lobkova, M.B. Protsenko, O.A. Posny

**КОМПЬЮТЕРНЫЙ АНАЛИЗ ДИАПАЗОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
АНТЕННЫХ РЕШЕТОК БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ**

**Н.Н. Горобец, Ю.Н. Горобец, В.М. Дахов, А.Б. Жолобенко, В.А. Катрич,
В.И. Кийко, В.С. Попов, В.Я. Безлюдько, С.Г. Бондарь, Т.Н. Яцюк.....272**
COMPUTER ANALYSIS OF BAND CHARACTERISTICS OF TRAVELLING WAVE ANTENNA ARRAYS
N.N. Gorobets, Yu.N. Gorobets, V.M. Dakhov, A.B. Zholobenko, V.A. Katrich,
V.I. Kiyko, V.S. Popov, V.Ya. Bezludko, S.G. Bondar, T.N. Yatsuk

АНАЛИЗ Т-СОЕДИНЕНИЯ П-ВОЛНОВОДА С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ В Е-ПЛОСКОСТИ

В.Г. Крыжановский, Ю.В. Рассохина.....277
ANALYSIS OF E-PLANE TEE OF П-SHAPED AND RECTANGULAR WAVEGUIDES
V.G. Kryzhanovsky, Yu.V. Rassokhina

The task of waves diffraction in E-plane tee of П-shaped and rectangular waveguides is solved using a method of generalized scatter matrixes. Vacuum and dielectric filling up of resonant coupling area have been examined.

РАСЧЕТ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКА, ВХОДНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ И ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН, РАСПОЛОЖЕННЫХ НАД МНОГОСЛОЙНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРОЙ

Романов С.И., Бодров В.В., Володина И.В.

Московский Энергетический институт (Технический Университет)

111250 Москва, Красноказарменная, 14, АУ и РРВ МЭИ

Факс 095-362-89-38

Аннотация - Для учета влияния плоско-слоистой среды, расположенной вблизи вибраторных антенн различных конфигураций, используется метод интегральных уравнений с разделением его ядра на две части: первое слагаемое описывает взаимодействие токов антенны в свободном пространстве, второе слагаемое описывает влияние отраженных полей и представляется в виде двумерного интеграла Фурье. Найдена асимптотика спектра для второй части ядра, позволяющая ускорить процесс вычислений. По найденному распределению тока определяются необходимые для проектирования излучателя характеристики, в том числе входное сопротивление, потери в среде и коэффициент полезного действия излучателя. Приводятся основные соотношения и формулы, реализующие предложенный метод.

I. Введение

Несмотря на то, что проблема учета влияния плоско-слоистой среды (ПСС) и в частности земли на характеристики антенн стоит давно и предложены методы частично решающие эту проблему, представляет интерес разработка таких методов, которые снимают ограничения на удаленность антенны от границы, на конфигурацию антенны и на ограничения на структуру и параметры ПСС.

В данной работе рассматривается метод решения данной задачи, который с одной стороны позволяет точно описать влияние ПСС на антенну, а с другой стороны позволяет также точно решить поставленную задачу не налагая существенных ограничений ни на антенну, ни на ПСС.

Специальные усилия авторов были направлены на реализацию данного метода без привлечения специальных вычислительных средств.

II. Основная часть

В работе рассмотрено влияние ПСС с потерями на характеристики проволочных антенн произвольной конфигурации, расположенных над ПСС. Основной рассчитываемой характеристикой является распределение тока на антенне, а зная распределение тока, рассчитываются все остальные параметры антенны: входное сопротивление, ДН и энергетические характеристики антенны.

Распределение тока на антенне рассчитывается следующим образом. Поле E представляется в виде суперпозиции первичного поля и отраженного поля:

$$\vec{E}(j^{cm}) = \vec{E}^{nep}(j^{cm}) + \vec{E}^{omp}(j^{cm})$$

Для расчета первичного и отраженного поля используются разные способы представления этих полей. Первичное поле - это поле в бесконечной среде, поэтому оно рассчитывается стандартным образом с использованием векторного потенциала и в данной работе на обсуждается:

$$\vec{E}^{nep}(j^{cm}) = \frac{1}{i\omega\epsilon_a} (\text{grad div } \vec{A}(j^{cm}) + k_a^2 \vec{A}(j^{cm}))$$

$$\vec{A}(j^{cm}) = \frac{1}{4\pi} \int_V \vec{j}^{cm}(q) \frac{e^{-ik_a R}}{R} dV'$$

Для расчета отраженного поля используется представление функции Грина в виде двумерного преобразования Фурье:

$$\vec{E}^{omp}(j^{cm}) = \int_{V'} \hat{G}(p, q) \vec{j}^{cm}(q) dV'$$

$$\hat{G}(p, q) = \iint_{\vec{\kappa}} \hat{F}(\vec{\kappa}) e^{-i\vec{\kappa}\vec{r}} d\vec{\kappa}$$

Подынтегральная матрица находится точным решением граничной задачи, для решения которой используются потенциалы Дебая [1].

Подынтегральная функция в этом интеграле для произвольно изогнутых вибраторов может слабо затухать, поэтому было проведено улучшение сходимости интеграла выделением его асимптотики. Таким образом отраженное поле было представлено в виде суперпозиции зеркального источника с некоторым весовым коэффициентом K и оставшимся добавком:

$$\vec{E}^{omp}(j^{cm}) = K \vec{E}^{зерк}(j_{зерк}^{cm}) + \Delta \vec{E}^{omp}(j^{cm})$$

$$K = \frac{\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}}{\varepsilon_{r2} + \varepsilon_{r1}}$$

Поле зеркального источника также вычисляется стандартно с использованием векторного потенциала:

$$\vec{E}^{зерк}(j_{зерк}^{cm}) = \frac{1}{i\omega\varepsilon_a} (\text{grad div } \vec{A}_{зерк} + k_a^2 \vec{A}_{зерк})$$

$$\vec{A}_{зерк}(j^{cm}) = \frac{1}{4\pi} \int_{V'} \vec{j}_{зерк}^{cm}(q) \frac{e^{-ik_a R_{зерк}}}{R_{зерк}} dV'$$

При решении поставленной задачи использовался метод Галеркина, в котором ток раскладывался на систему кусочно-синусоидальных базисных функций тока (БФТ):

$$f(l) = \frac{\sin(k_a(L_i - l))}{\sin(k_a L_i)}$$

Данный выбор БФТ обусловлен следующими причинами: во-первых, совокупность этих БФТ достаточно полно и точно аппроксимирует распределение тока на антенне и во-вторых, все интегралы по пространственным координатам от таких функций вычисляются в аналитическом виде. Заметим, что БФТ могут быть не только прямолинейные, но и изогнутые, что позволяет рассчитывать более сложные проводники, чем прямолинейные.

После проектирования БФТ, задача сводится к расчету матрицы взаимных влияний БФТ Z_{pq} и решению СЛАУ:

$$\begin{bmatrix} Z_{pq} \end{bmatrix} I = V^{возб}$$

Эта матрица представляется в виде суммы матриц первичного поля, зеркального поля и матрицы, которая учитывает интерференцию падающего и отраженного поля в ближней зоне, которая и рассчитывается численно:

$$\begin{bmatrix} Z_{pq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z^{перс}_{pq} \end{bmatrix} + K \begin{bmatrix} Z^{зерк}_{pq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta Z^{omp}_{pq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta Z^{omp}_{pq} \end{bmatrix} = \frac{W_0}{8\pi^2 \varepsilon_{r1}} \iint_{\vec{\kappa}} \langle \psi_p | \Delta \hat{M}^{omp} | \psi_q \rangle e^{i\vec{\kappa}\Delta\vec{r}} d\vec{\kappa}$$

$$\Delta \hat{M}^{omp} = \begin{bmatrix} i \frac{\xi^2 - \varepsilon_{r1}}{\gamma_1} R_{xx} & i \frac{\xi\eta}{\gamma_1} R_{xy} & -\xi\rho^3 \\ i \frac{\xi\eta}{\gamma_1} R_{yx} & i \frac{\eta^2 - \varepsilon_{r1}}{\gamma_1} R_{yy} & -\eta\rho^3 \\ \xi\rho^3 & \eta\rho^3 & i \frac{\kappa^2}{\gamma_1} \rho^3 \end{bmatrix}$$

$$\gamma_1 = \sqrt{\kappa^2 - \varepsilon_{r1}}$$

$$\kappa^2 = \xi^2 + \eta^2$$

Ψ_p, Ψ_q - вектор-строка и вектор-столбец, являющиеся результатами интегрирования по пространственным координатам.

$R_{xx}, R_{xy}, R_{yx}, R_{yy}, \rho^0$ - коэффициенты отражения от ПСС.

Для многослойной ПСС коэффициенты отражения рассчитываются следующим образом. Каждому слою сопоставляется четырехполюсник и многослойная структура представляется в виде каскадного соединения четырехполюсников. Поэтому удобно оперировать с матрицами передач как эквивалентами конечных слоев, которые при каскадном соединении перемножаются. А полубесконечным пространствам соответствуют волновые сопротивления этих пространств. Таким образом задача нахождения коэффициентов отражения от ПСС решается аналогично задачам техники СВЧ.

Пределы интегрирования в спектральном интеграле равны бесконечности. Но используя симметрию подынтегральной функции, можно интегрирование по бесконечным пределам свести к полубесконечным. И переходя к полярной системе координат, один из интегралов можно сделать конечным. А в случае вертикальных БФТ интеграл по одной из координат вычисляется аналитически.

Для расчета мощностных характеристик используется теорема Планшеря, с помощью которой расчет мощности сводится к спектральному интегралу, где имеются спектры полей E и H :

$$P_{изл} = 2\pi^2 \operatorname{Re} \iint_{\vec{k}} (e_x h_y^* - e_y h_x^*) d\vec{k}$$

Спектр поля уже был найден, а спектр поля можно получить разделив соответствующие компоненты поля на характеристические сопротивления электрического и магнитного типа. После умножения и приведения подобных, мощность выражается в виде интеграла от квадратов модулей найденных спектров. Это интеграл сходится достаточно быстро.

После нахождения мощности излучения, можно найти сопротивление излучения, мощность потерь и КПД:

$$P_{пот} = P_{вх} - P_{изл}$$

$$КПД = \frac{P_{изл}}{P_{вх}}$$

III. Заключение

Эффективность предложенного метода обусловлена следующими причинами: выделение первичного поля избавляет от необходимости вычислять плохо сходящиеся спектральные интегралы, выделение зеркального поля приводит к дополнительной сходимости спектральных интегралов, применение кусочно-синусоидальной аппроксимации позволяет получить явные выражения для Ψ_p, Ψ_q , которые также убывают с ростом спектральных переменных. Поэтому наиболее длинная операция вычисления двумерного спектрального интеграла реализуется достаточно быстро и с большой точностью. Кроме того, процесс вычисления можно улучшить за счет того, что коэффициенты отражения зависят только от одной переменной.

Применение потенциалов Дебая в прямоугольной системе координат, позволяет рассматривать произвольную ориентацию антенны относительно границы раздела сред.

IV. Список литературы

- [1] Бодров В.В., Сурков В.И. Математическое моделирование устройств СВЧ и антенн. М.: МЭИ, 1994.
- [2] Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь, 1983.

THE CALCULATION OF CURRENT DISTRIBUTION, INPUT IMPEDANCE AND PATTERN OF ANTENNAS WHICH ARE LOCATED OVER MULTILAYERED DIELECTRIC STRUCTURE

Romanov S.I., Bodrov V.V., Volodina I.V.

Moscow Power Engineering Institute (Technical University)
MPEI 14 Krasnokazarmennaya Str., Moscow-111250, Russia
fax 095-362-89-38

The method of integral equation with division of kernel on two parts, taking into account multilayered dielectric structure, is used. The first addend describes the interaction between the currents of antenna in free space and the other counts the influence of the reflection fields as two dimensional integral. Asymptotic of the spectrum for the second part of the kernel which allows to reduce the calculation, was found out. Such characteristics as antenna radiation resistance, efficiency and thermal losses in dielectric media are calculated. The results of the calculation of these characteristics for the typical configurations of radiators are presented in dependence from the different parameters of media.

АНТЕННЫ ДЛЯ ИМПУЛЬСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ. ОСОБЕННОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ

В.Е. Ивашук, В.П. Прохоренко
НИИ РЭТ "ТОР", 252056, Киев-56, пр-т Победы, 37, КПИ-4020.

Аннотация - Первичный анализ антенн заключается в экспериментальном измерении их параметров. В режиме импульсного возбуждения антенн измерение КСВН по входу крайне затруднительно, а энергетическая диаграмма направленности неадекватно отражает направленные свойства антенны. Предлагается использовать импульсную характеристику коэффициента отражения по входу антенны и импульсные характеристики излучения. Также предлагается ввести взаимнокорреляционную диаграмму направленности, учитывающую искажение формы поля излучения по направлению. Приводится сравнение различных антенн по предложенным параметрам. Выполнен анализ тонкой дипольной антенны при возбуждении импульсом гауссовой формы.

I. Введение

Антенны для излучения видеоимпульсов нашли широкое применение в измерительной технике, дистанционном зондировании, радиолокации и т.д. Применение видеоимпульсов в этих областях позволяют получить значительный выигрыш в помехозащищенности и информационной емкости [1].

Важным параметром таких антенн является форма излучаемого сигнала. Дж. Росс в качестве критерия применимости антенн для излучения видеоимпульсов предложил использовать конечность ее импульсной характеристики [2]. Х. Хармут отмечал, что для описания антенн, излучающих видеоимпульсы, в необходимо пользоваться семейством импульсных характеристик по различным направлениям [3, 4].

II. Основная часть

В данной работе мы попытаемся несколько систематизировать подход к описанию антенн для излучения импульсных сигналов.

Первичными (измеряемыми) параметрами является импульсная характеристика входа антенны, то есть мощность, отраженная от входа антенны при ее запитке δ -импульсом единичной амплитуды, и форма напряженности электрического (или магнитного) поля, излучаемого антенной по различным направлениям.

Если импульсная характеристика входа антенны для излучения импульсных сигналов во времени конечна, то рассмотрение направленных свойств антенны по анализу формы поля излучения по различным направлениям, в общем случае, весьма проблематично.

На рисунке 1 показано поле излучения в плоскости тонкой проволочной антенны, запитанной импульсом гауссовой формы длительностью 1 нс (по уровню 0.1). Поле излучения рассчитывалось из выражения [5]:

$$E(t, \varphi) = f(t) \delta(t - \tau_0) - f(t) \delta(t - \tau_1) - f(t) \delta(t - \tau_2),$$
$$f(t) = \frac{\xi \cdot V(t)}{4 \cdot \pi \cdot Z \cdot R}, \quad \tau_0 = R/c,$$
$$\tau_1 = \frac{L + \sqrt{R^2 + L^2 + 2LRC \cos \varphi}}{c}, \quad \tau_2 = \frac{L + \sqrt{R^2 + L^2 - 2LRC \cos \varphi}}{c},$$

где: $E(t, \varphi)$ - напряженность электрического поля в направлении под углом φ к оси антенны;

ξ - волновое сопротивление среды;

Z - волновое сопротивление антенны;

$\delta(t)$ - функция Дирака;

$V(t)$ - форма напряжения запитки;

τ_0 - время задержки на распространение сигнала от точки запитки антенны до точки

наблюдения;

τ_1, τ_2 - время задержки на распространение сигнала от точки запитки до конца антенны и от концов антенны до точки наблюдения.

R - расстояние от центра антенны до точки наблюдения;

L - длина плеча антенны;

c - скорость света.

Анализ направленных свойств антенн упрощается при использовании энергетической и корреляционной диаграмм направленности.

Энергетическая диаграмма направленности, то есть средняя мощность излучения за время импульсной характеристики при возбуждении антенны δ -импульсом, определяется как:

$$P(\varphi) = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \frac{|E(t, \varphi)|^2}{\xi} dt,$$

где τ - длительность импульсной характеристики антенны.

Корреляционная диаграмма направленности представляет собой угловую зависимость максимального значения функции свертки между формой сигналов по направлению главной оси антенны и произвольным направлением:

$$R(\varphi) = \max_{\tau} R(\tau, \varphi),$$
$$R(\tau, \varphi) = \frac{1}{T} \int_0^T f_0(t) \cdot f_{\varphi}(t - \tau) \cdot dt,$$

где: $f_0(t)$ - форма сигнала по направлению главной оси антенны;

$f_{\varphi}(t - \tau)$ - форма сигнала по направлению под углом φ к главной оси антенны;

T - период следования сигналов.

Рассмотрим использование представленных диаграмм при анализе направленных свойств тонкой проволочной антенны, запитанной импульсом гауссовой формы длительностью 1 нс (по уровню 0,1). На рисунке 2 показаны энергетическая и корреляционная диаграммы направленности в плоскости антенн длиной 0,08 м, 0,9 м и 3,5 м. Анализ приведенных диаграмм показывает, что при увеличении отношения длины антенны происходит сужение корреляционной и энергетической диаграмм направленности и одновременное увеличение мощности излучения. Можно сделать вывод о том, что предложенные диаграммы удобно использовать для нахождения оптимальных параметров антенн.

III. Заключение

Выполнение анализа направленных свойств антенн для излучения видеоимпульсов через рассмотрение форм полей излучения чрезвычайно затруднительно.

Предложенные энергетическая и корреляционная диаграммы направленности, которые получаются из измеряемых данных, позволяют значительно упростить анализ направленных свойств антенн и выполнить их оптимизацию в соответствии с поставленными требованиями.

IV. Список литературы

- [1] Диксон Р. Широкополосные системы. - М.: Мир, 1981. - 381 с.
- [2] Ross G. A Time criteria for the design wideband radiating elements // IEEE Trans. - 1968. - V. AP-16. - No. 5. - P. 355-356.
- [3] Хармут Х.Ф. Теория секвентного анализа: теория и применения. - М.: Мир, 1980 - 575 с.
- [4] Хармут Х.Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи // М.: Радио и связь, 1985, - 376 с.
- [5] Franceschetti G., Papas C.H. Pulsed antennas // IEEE Trans. - 1974. - V.AP-22. - No. 5. - P. 651-661.

ANTENNAS FOR IMPULSE RADIATION. SPECIAL FEATURES OF THE PARAMETERS DETERMINATION

Ivashchuk V.E., Prokhorenko V.P.

SRI RET "TBR", 37 Pobedy Ave., Kiev-56, KPI-4020, Ukraine

Primary antennas analysis is the experimental measurement of the parameters. If an antenna got pulse excitation, measurement of the input SWR (stand-wave ratio) is problematically and power directivity pattern does not reflect accurately the direction of the antenna properties. In this case the using of impulsive characteristics of antenna reflection ratio and radiation are proposed. For shape distortion radiation by direction consideration the using of intercorrelative directivity pattern is proposed. A comparison of the different antennas parameters is given. Analysis of the thin wire dipole antenna with Gauss-pulse excitation is made.

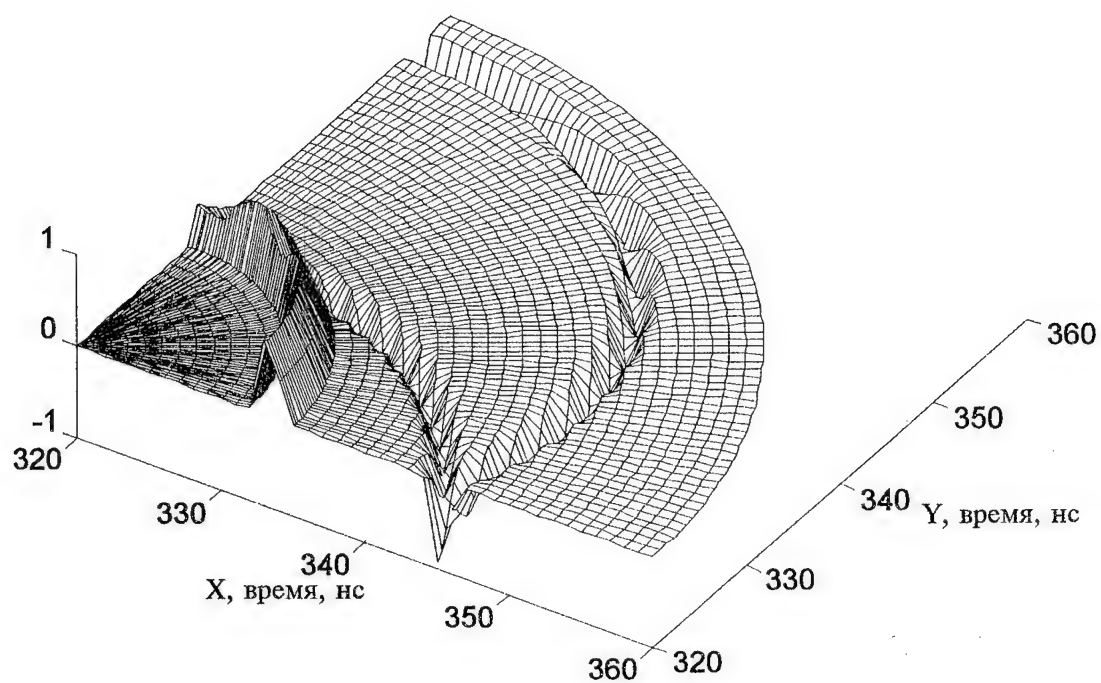
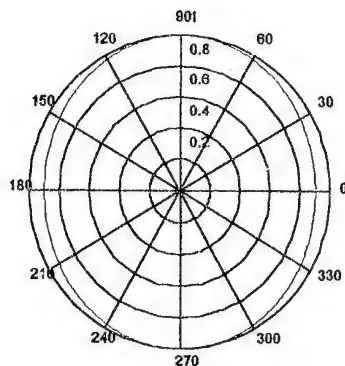
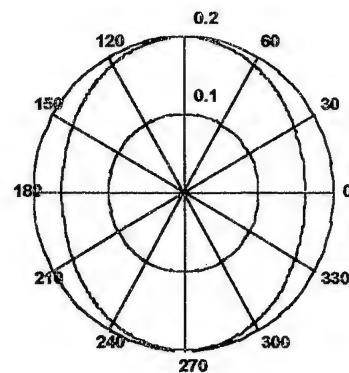


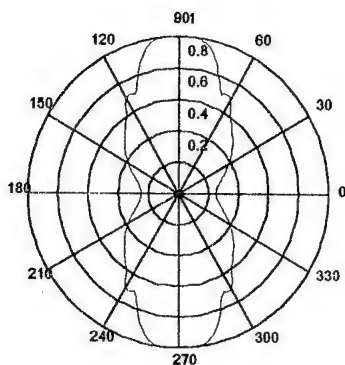
Рисунок 1. Форма поля излучения в плоскости тонкой проволочной антенны при запитке ее гауссовым импульсом длительностью 1 нс.



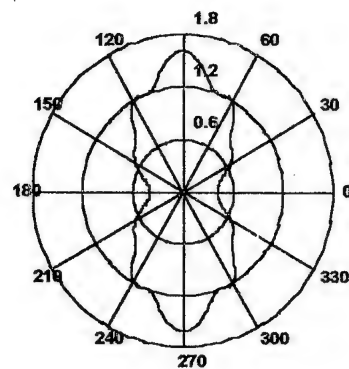
а) $L=0.08$ м



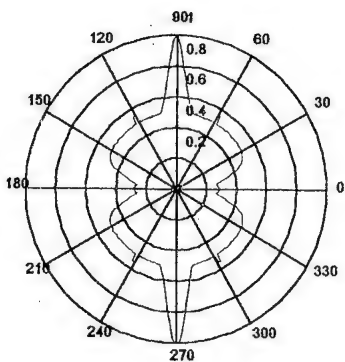
б) $L=0.08$ м



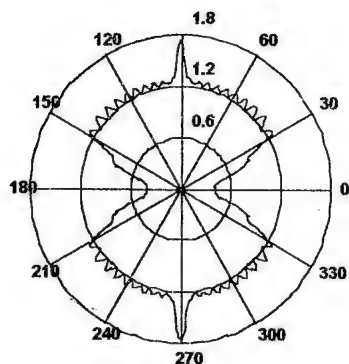
в) $L=0.9$ м



г) $L=0.9$ м



д) $L=3.5$ м



е) $L=3.5$ м

Рисунок 2. Зависимость направленных свойств антенны от ее длины
(а, в, д - нормированная корреляционная диаграмма направленности;
б, г, е - энергетическая диаграмма направленности).

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ЩЕЛЕВОЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ ДЛЯ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ШИРОКИМ СЕКТОРОМ СКАНИРОВАНИЯ.

А.В.Егоркин, ГосЦНИРТИ, 107066, г.Москва, ул.Новая Басманная, 20,
тел.263-98-24.

Аннотация

В последнее время, в связи с интенсивными разработками широкополосных активных антенных решеток (ААР), большое внимание уделяется щелевым антеннам бегущей волны. В данной работе описывается широкополосная антенна, выполненная на основе воздушной расширяющейся щелевой линии. Рабочая полоса частот антенны составляет две октавы. Разработаны излучатели трех диапазонов: 1-й диапазон - от 1.5 до 6.0 ГГц; 2-й диапазон - от 3.5 до 14 ГГц; 3-й диапазон - от 5.5 до 22 ГГц. Исследуются характеристики излучателя 2-го диапазона как в свободном пространстве, так и в составе макета 12-элементной линейной антенной решетки (ЛАР). Хорошие диапазонные характеристики излучателя в составе макета ЛАР позволяют использовать его в ААР с широким сектором сканирования без дополнительных согласующих устройств.

Введение

В литературе описываются самые разнообразные щелевые антенны бегущей волны [1-3]. Как правило, изготавливают эти антенны на диэлектрической подложке посредством фотолитографии. Благодаря своим небольшим размерам, они прекрасно сочетаются с интегральными схемами СВЧ-диапазона [4,5]. Кроме того, излучатели этого типа весьма широкополосны - известны конструкции, рабочий диапазон частот которых составляет несколько октав [6,7].

Однако типичная ширина диаграммы направленности (ДН) подобных антенн, реализованных по микрополосковой технологии, составляет примерно 30 градусов по уровню -3дБ и 50 градусов по уровню -10дБ [1]. Данное обстоятельство серьезно ограничивает сектор сканирования широкополосных антенных решеток, использующих такие антенны в качестве излучателей.

В ГосЦНИРТИ, в рамках работ по созданию многолучевой активной ЛАР, разработаны излучатели на основе воздушной расширяющейся щелевой линии, у которых в плоскости сканирования лучом ширина ДН по уровню -3дБ превышает 55 градусов во всем рабочем диапазоне частот. Разработаны излучатели трех диапазонов: 1-й диапазон - от 1.5 до 6.0 ГГц; 2-й диапазон - от 3.5 до 14 ГГц; 3-й диапазон - от 5.5 до 22 ГГц. Ниже будут приведены экспериментальные характеристики излучателя 2-го диапазона, полученные как в свободном пространстве, так и в составе макета линейной антенной решетки (ЛАР).

Конструкция антенны

Известно, что характеристики излучения антенны бегущей волны в основном определяются коэффициентом замедления $k = c/v$ фазовой скорости возбуждения v по отношению к скорости света c . Так, например, при изменении коэффициента от $k = 1$ до оптимального значения k_{opt} , определяемого условием Хансена - Вудворда, главный лепесток ДН сужается примерно в 1.8 раза [8]. Наличие диэлектрической подложки в щелевой антенне бегущей волны приводит к уменьшению фазовой скорости v и, следовательно, к сужению ДН антенны. Сектор сканирования ЛАР определяется шириной ДН ее излучателей. Поэтому, с целью достижения наиболее большого углового сектора сканирования, был разработан щелевой излучатель бегущей волны не содержащий диэлектрических подложек.

На рис.1 показана конструкция антенны. Конфигурация внешних и внутреннего проводников такова, что на участке 1 обеспечивается плавная трансформация квази-Т

волны от структуры поля симметричной полосковой линии к структуре поля щелевой линии. На участке излучения L щелевая линия расширяется экспоненциально по закону

$$Y = Y_0 \times e^{R \cdot x} \quad (1)$$

где: $R = \ln(Z_0/Z)$, Z_0 - волновое сопротивление пространства, Z - волновое сопротивление симметричной полосковой линии. При выборе параметра R учитывались следующие обстоятельства.

В [1] установлено, что ширина ДН антенны с линейно расширяющейся щелью в H -плоскости пропорциональна $1/\sqrt{L}$, а в E -плоскости пропорциональна $1/L\alpha$, где α - угол расширения. Поэтому для получения более широкого главного лепестка ДН желательно уменьшать длину области излучения L .

С другой стороны, при малой длине L (параметр R велик) возникают серьезные проблемы согласования излучателя с внешним пространством в широком диапазоне частот. Так как антенна разрабатывалась специально для использования в активной передающей ЛАР, то очень важным являлось и требование обеспечения низкого уровня коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН) по входу. Из теории и практики экспоненциальных волноводных переходов известно компромиссное решение, обеспечивающее удовлетворительное согласование волноводов разного поперечного сечения при длине перехода $(0.7 - 1.0)\lambda_B$, где λ_B - длина волны в волноводе. Это решение ($R = \ln(Z_0/Z)$) и было использовано в нашем случае.

Расстояние между наружными проводниками и ширина внутреннего проводника при толщине 1.5 мм рассчитывались таким образом, чтобы симметричная полосковая линия со стороны входа антенны имела волновое сопротивление $Z = 50$ Ом. Размер раскрыва антенны в E -плоскости равнялся половине длины волны λ_H на нижней частоте рабочего диапазона.

Так же следует отметить низкий уровень кроссполяризованной составляющей поля излучения, что обусловлено симметричным расположением наружных проводников относительно внутреннего проводника [2]. Это способствует уменьшению взаимного влияния излучателей в составе ЛАР.

Результаты эксперимента

На рис.2 представлена измеренная частотная зависимость КСВН изолированного излучателя. Видно, что в этом случае в полосе частот превышающей две октавы максимальное значение КСВН менее 1.85.

Там же даны кривые КСВН характерные для центральных и крайних излучателей ЛАР, состоящей из 12-ти элементов. Шаг решетки равнялся 12мм, что соответствует половине длины волны λ_B на верхней частоте рабочего диапазона. В процессе измерения данных характеристик, все незадействованные излучатели ЛАР были подключены к согласованным нагрузкам.

Как видно из графика, КСВН излучателей, расположенных в центральной части ЛАР, не превышает 2.3, что позволяет использовать их в качестве нагрузки твердотельных усилителей активной ЛАР без дополнительных согласующих цепей. Согласование крайних излучателей с 50-ти Омным фидером оказывается хуже - максимальное значение КСВН в рабочей полосе частот равняется 3.5. Это вызвано различиями в условиях размещения центральных и крайних излучателей и необходимо учитывать при проектировании активной ЛАР. Если есть возможность увеличения габаритов, то желательно разместить дополнительно по 3 - 4 пассивных излучателя, присоединенных к согласованным нагрузкам, рядом с крайними излучателями активной ЛАР. Кроме того, лучшее согласование крайних излучателей решетки можно обеспечить введением дополнительного поглощения СВЧ энергии. При этом, конечно, уменьшается значение коэффициента усиления (КУ) ЛАР, но уменьшается и уровень боковых лепестков ДН, ввиду спадающего амплитудного распределения в раскрыве.

На рис.3 показана измеренная зависимость КУ изолированного излучателя от частоты. Измерения выполнялись методом сравнения с эталонной рупорной антенной.

ДН излучателя в свободном пространстве в Е и Н плоскостях, измеренные на частотах 4ГГц, 8ГГц и 12ГГц, представлены на рис.4 - 6. В Н-плоскости ширина ДН по уровню половинной мощности изменяется от 145° на нижней частоте до 60° на верхней частоте диапазона, а в Е-плоскости, соответственно, от 75° до 55° . Таким образом, разработанный излучатель имеет ДН ширина которой по уровню -3дБ даже в высокочастотной части рабочего диапазона почти в два раза превышает типичную для этого типа антенн величину.

На рис.7 - 9 приводятся ДН излучателя в составе макета 12 - элементной ЛАР. Видно, что и в этом случае не смотря на значительные изменения формы по сравнению со свободным пространством, ДН излучателя в плоскости сканирования (Н-плоскость) остается широкой (по уровню -3дБ не менее 60°). По понятным причинам в Е-плоскости форма ДН почти не изменилась.

Заключение

Хорошие диапазонные характеристики излучателя в составе макета ЛАР (КСВН менее 2.3 и ширина ДН по уровню половинной мощности в плоскости сканирования не менее 60° угловых градусов) позволяют использовать его в активных ЛАР с широким сектором сканирования без дополнительных согласующих устройств.

Список литературы

1. Thungren T., Kollberg E.L., Yngvesson K.S., "Vivaldi antennas for single beam integrated receivers", 12th European microwave conf., 1982, pp. 361-366.
2. Пат. № 2001477 С1 (Россия), Микрополосковая антенна, Зайцев Ю.А., Соловьев В.П., Спесивов О.Ю., Б.И. № 37-38, 1993.
3. Popovic N., "Novel feedline for linearly tapered slotline antenna", Electronics letters, vol. 23, no. 24, 1987, pp.1285-1286.
4. Yngvesson K.S., Johansson J.F., Kollberg E.L., "A new integrated slot element feed array for multibeam system", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-34, no. 11, 1986, pp. 1372-1376.
5. Navarro J.A., Shu Y.-H., Chang K., "Broadband electronically tunable planar active radiating elements and spatial power combiners using notch antennas", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 2, 1992, pp. 323-328.
6. Yngvesson K.S., Korzeniowski T.L., Mathews R.H., Parrish P.T., Sollner T.C.L.G., "Planar millimeter wave antennas with application to monolithic receivers", SPIE Proceedings, vol. 337, Millimeter Wave Technology, May 6/7, 1982.
7. Misra V.C., Pal R., "Broad band tapered slot line radiator", J. Inst. Electronics and Telecommun. Eng., vol. 36, no. 2, 1990, pp. 126-129.
8. Сазонов Д.М., Антенны и устройства СВЧ, М., Высшая школа, 1988.

BROADBAND SLOT LINE RADIATOR FOR WIDE-SCAN LINEAR ARRAYS

Egorkin A.V.

State Central Research Radiotechnical Institute
20 Novaya Basmannaya St., Moscow-107066, Russia
tel. 263-98-24

Compact broadband slot line radiator has been considered and developed in air tapered slot line configuration. The antenna covers a frequency band of almost two octaves. Radiators for three frequency bands have been built: the 1-st band covers frequency from 1.5 to 6.0 GHz, the 2-nd band covers frequency from 3.5 to 14 GHz, the 3-d band covers frequency from 5.5 to 22 GHz. Various parameters of the 2-nd band antenna and its design are described in detail. Experimental measurements of gain are presented. Experimental results are described showing VSWR and typical radiation patterns for isolated array-element behaviour and for behaviour in short, linear arrays. The radiator which is been built into the linear array exhibits extremely good characteristics (VSWR is lower than 2.2 and radiation pattern width on half power level is not less than 60°). This is important for active wide-scan linear arrays.

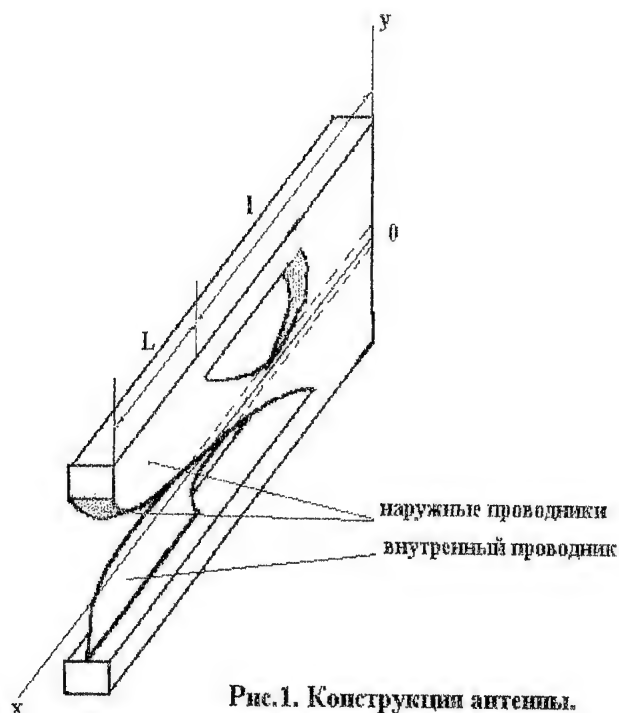


Рис.1. Конструкции антенны.



Рис.2 Зависимость КСВН от частоты.

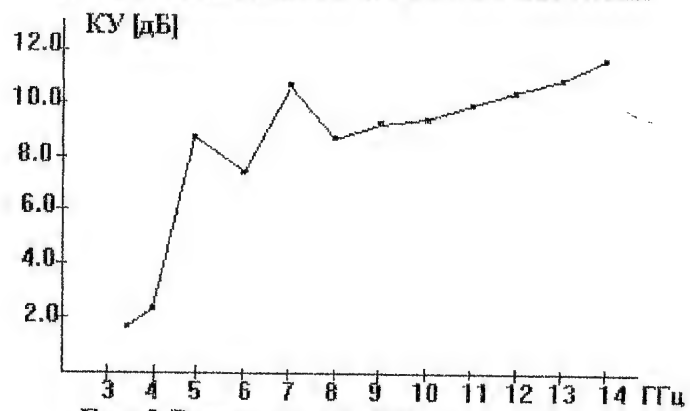


Рис.3 Зависимость КУ от частоты.

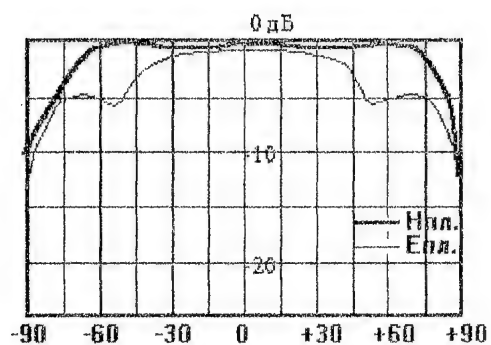


Рис. 4 ДН изолированного излучателя ($f=4.0\text{ГГц}$)

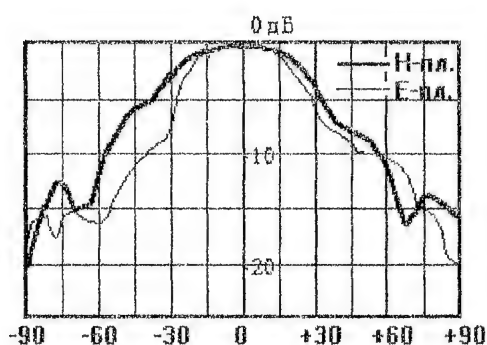


Рис.5 ДН изолированного излучателя ($f=8.0\text{ГГц}$)

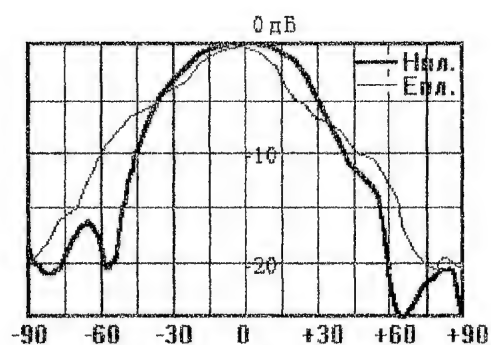


Рис.6 ДН изолированного излучателя ($f=12.0\text{ГГц}$)

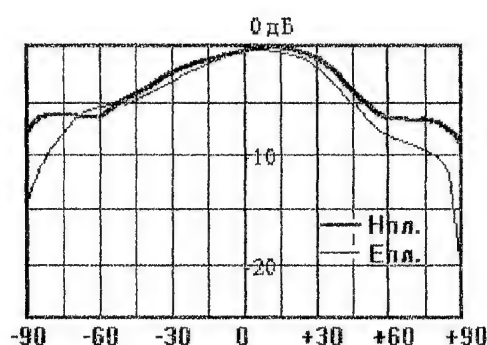


Рис.7 ДН излучателя ЛАР ($f=4.0\text{ГГц}$)

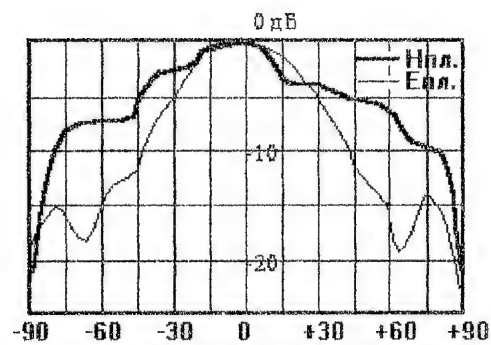


Рис. 8 ДН излучателя ЛАР ($f=8.0\text{ГГц}$)

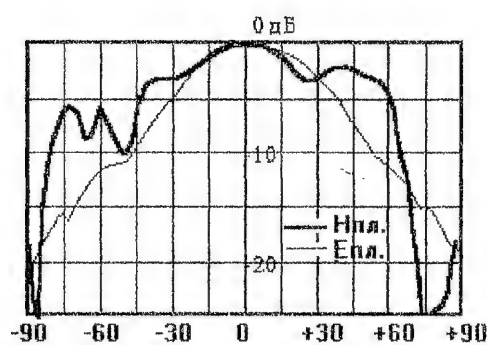


Рис.9 ДН излучателя ЛАР ($f=12.0\text{ГГц}$)

ПРОГРАММА РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ЭКВИДИСТАНТНОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ.

А.В.Егоркин, С.Ю. Маслов, *ГосЦНИРТИ, 107066, г.Москва, ул.Новая
Басманная, 20, тел.263-98-24.*

Аннотация

В докладе описывается алгоритм и блок-схема программы расчета эквидистантной линейной антенной решетки (ЛАР), позволяющей рассчитывать ее диаграмму направленности (ДН) и коэффициент направленного действия (КНД) при различных амплитудных и фазовых распределениях возбуждения излучателей решетки, включая случайные ошибки с Гауссовым распределением.

Отличием программы является возможность различного задания ДН излучателя решетки - в виде гипотетического изотропного излучателя; известной аппроксимации в виде степени синуса; либо введенной по точкам или нарисованной с помощью мыши на экране дисплея графика. Последние способы позволяют получить расчетную ДН ЛАР при различных углах сканирования на основе измеренной ДН одиночного излучателя в составе решетки, что значительно сокращает объем антенных измерений.

Показано хорошее совпадение расчетных и экспериментально измеренных параметров макета 12-элементной ЛАР. Отмечаются максимальные удобства для пользователя программы.

Введение

Для аттестации антенных решеток используются, в основном, те же характеристики, что и для отдельных антенн - ДН, КНД и др. Так как угловые размеры сектора сканирования антенных решеток во много раз превышают ширину главного лепестка ДН, измерения следует выполнять для всех положений луча. Кроме того, имеет место сложная частотная зависимость параметров (в первую очередь это касается широкополосных антенных решеток), что требует увеличения и без того огромного объема измерений. Приведенные в [1] оценки показывают, что, как правило, измерения характеристик антенных решеток в полном объеме нереальны и требуются средства, позволяющие резко сократить объем измерений.

В ГосЦНИРТИ в рамках работ по созданию многолучевой активной ЛАР, разработана программа расчета ЛАР, позволяющая с допустимой для практики погрешностью по результатам измерений парциальных ДН излучателей оценить характеристики ЛАР.

При разработке программы расчета характеристик ЛАР особое внимание уделялось требованию обеспечения максимальных удобств для пользователя. Все необходимые данные для расчета программа запрашивает, причем от пользователя требуются знания в области антенной техники лишь на уровне основных понятий. Программа написана на языке PASCAL.

Описание программы

Поле излучения антенной решетки, все элементы которой возбуждены, можно определить посредством суперпозиции, суммируя парциальные ДН каждого элемента с коэффициентами, которые учитывают фазы и амплитуды возбуждения элементов. Строго говоря, ДН излучателя в решетке не является одной и той же для всех элементов, так как у них (особенно у крайних) различаются условия размещения. Однако в случае антенных решеток больших размеров суммирование обычно производится без учета различий ДН излучателей, что не приводит к заметным ошибкам. Тогда ДН эквидистантной ЛАР описывается следующим соотношением:

$$F(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \times \sum_{n=1}^N A_n \exp[iknd \cos(\theta) - i\alpha_n] \quad (1)$$

где приняты следующие обозначения: $F(\theta, \varphi)$ и $f(\theta, \varphi)$ - ДН решетки и излучателя соответственно; A_n и α_n - коэффициенты амплитудного и фазового распределения возбуждения; $k=2\pi/\lambda$ - волновое число; n - номер излучателя; N - количество излучателей; d - период решетки.

Это выражение, описывающее различные режимы работы антенной решетки, и было использовано для расчета характеристик ЛАР.

Следует особо отметить, что если в формуле (1) использовать парциальную ДН излучателя $f(\theta, \varphi)$, измеренную при его возбуждении когда остальные элементы присоединены к согласованным нагрузкам, то при расчете $F(\theta, \varphi)$ будут учтены все эффекты взаимного влияния элементов решетки [2].

Блок-схема программы представлена на рис.1. Часть программы, обеспечивающая ввод необходимых для расчета данных, условно может быть представлена в виде трех блоков.

В блоке "Геометрия" запрашивается количество элементов решетки (N), расстояние между ними (d) и длина волны (λ) на которой требуется выполнить расчет.

В блоке "Излучатель" пользователю представляется три возможности.

1. В качестве элемента ЛАР можно выбрать гипотетический ненаправленный излучатель. Тогда программа рассчитывает параметры множителя решетки.

2. Можно задать ширину ДН излучателя по уровню половинной мощности $\Delta\theta$ и $\Delta\varphi$. Тогда программа сама аппроксимирует ДН элемента $f(\theta, \varphi)$ по формуле, полученной эмпирически:

$$f(\theta, \varphi) = \sin^m \theta \times \sin^n \varphi \quad (2)$$

где: $m=4.0/\Delta\theta^2$ и $n=4.0/\Delta\varphi^2$.

Аналогичные аппроксимации широко используются при аналитическом описании ДН слабонаправленных антенн, каковыми, как правило, и являются излучатели ЛАР. Возникающие при этом погрешности не превышают 15%.

3. Можно ввести по точкам или нарисовать мышью на экране дисплея реальную, измеренную каким-либо способом, ДН излучателя. Если, как отмечалось выше, измерять ДН излучателя в составе ЛАР, когда все остальные ее излучатели подключены к согласованным нагрузкам, то будут учтены эффекты взаимного влияния и при вводе такой парциальной ДН элемента программа рассчитает коэффициент усиления полностью возбужденной ЛАР в любом направлении сканирования.

В блоке "Амплитудно-фазовое распределение" (АФР) пользователь может выбрать следующие варианты амплитудных распределений:

1. Равномерное, т.е. амплитуды токов A_n во всех элементах ЛАР равны ($A_n=1$, $n=1...N$).

2. Можно ввести с клавиатуры любое интересующее пользователя распределение (программа запрашивает значения A_n для всех элементов решетки).

3. На выбранное амплитудное распределение можно наложить случайные ошибки, с распределением по закону Гаусса. В этом случае предполагается, что имеет место стационарный случайный процесс с нулевым средним значением и пользователь задает величину стандартного отклонения.

Аналогично и для фазового распределения можно выбрать следующие варианты:

1. Линейное фазовое распределение. В этом случае программа запрашивает требуемые углы наклона ДН решетки к плоскости апертуры.

2. Можно с клавиатуры ввести любое значение фазы α_n для любого элемента ЛАР.

3. На выбранное фазовое распределение можно наложить случайные фазовые ошибки, с распределением по закону Гаусса.

Коэффициент направленного действия $D(\theta, \varphi)$ рассчитывается в соответствии с определением по формуле:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi F^2(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi} \quad (3)$$

Результаты расчетов программа позволяет записать в файл, распечатать на принтере или вывести на экран дисплея. Следует отметить, что график ДН можно вывести в любом угловом секторе (пользователь сам задает границы сектора).

Результаты расчетов и эксперимента

На рис.2 представлены ДН излучателя АР, измеренные в свободном пространстве, в составе макета 12-элементной ЛАР и аппроксимация по формуле (2). Видно, что используемая аппроксимация достаточно хорошо описывает ДН излучателя в свободном пространстве.

Для расчета ДН ЛАР вводилась в табличном виде (по точкам) ДН излучателя, измеренная в составе макета. Рассчитывался также вариант, когда эта ДН излучателя аппроксимировалась по формуле (2). Фазовое распределение возбуждения вводилось в табличном виде по результатам измерений. Результаты расчета представлены на рис.3, где также показана измеренная ДН макета ЛАР. Видно, что заметные расхождения теоретических и экспериментальных результатов наблюдаются лишь в области вторых боковых лепестков.

Заключение

Разработанная программа расчета параметров ЛАР с достаточной для практики точностью описывает характеристики антенной решетки и позволяет существенно сократить объем измерений, необходимый для ее аттестации. Данную программу можно эффективно использовать на стадии разработки ЛАР.

Литература

1. Л.Н.Захарьев, А.А.Леманский, В.И.Турчин, Н.М.Цейтлин, К.С.Щеглов, "Методы измерения характеристик антенн СВЧ", М., Радио и связь, 1985.
2. "Сканирующие антенные системы СВЧ" т.2, перевод с английского под ред. Г.Т.Маркова и А.Ф.Чаплина, Советское радио, 1969.

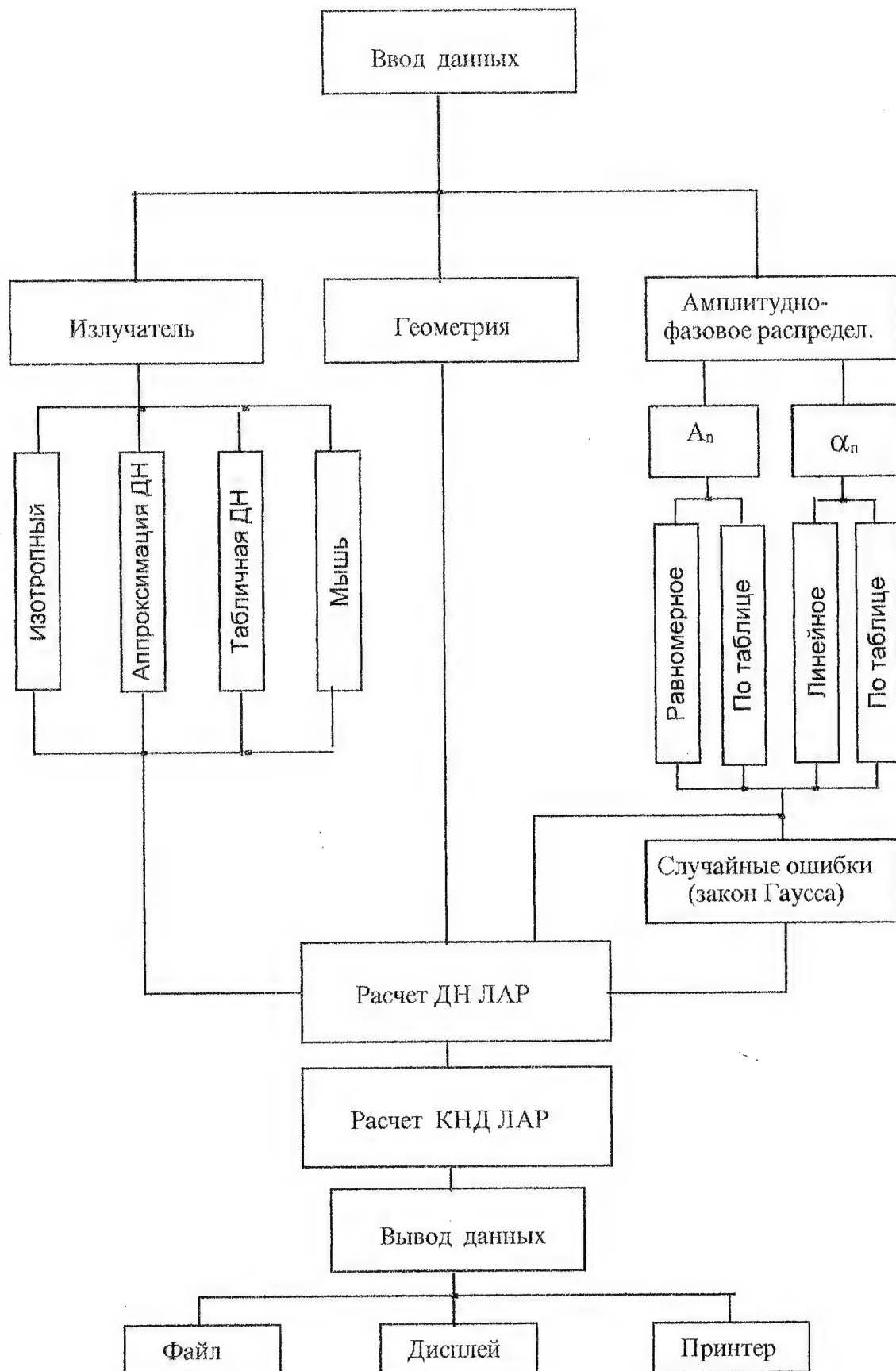


Рис.1 Блок-схема программы.

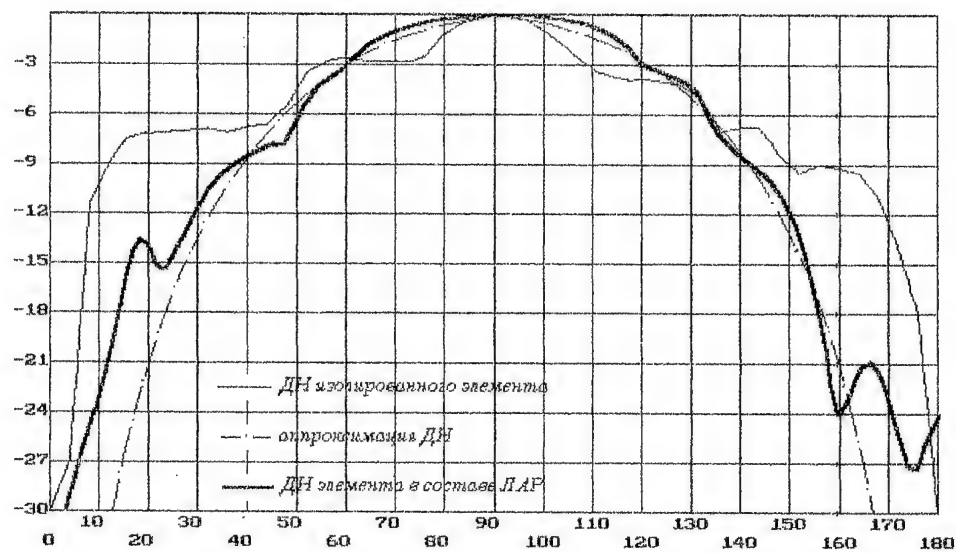


Рис.2 ДН излучателя.

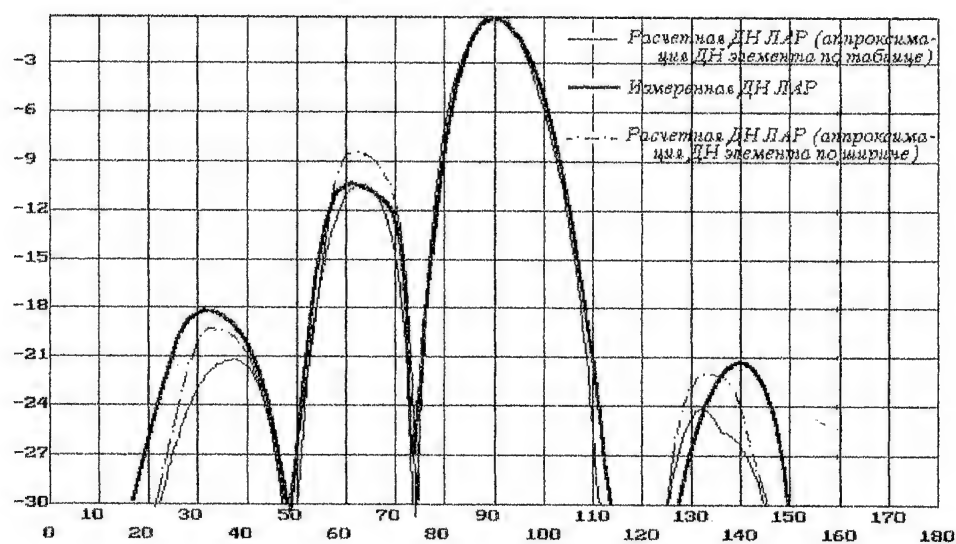


Рис.3. ДН линейной антенной решетки.

СРАВНЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ СВОЙСТВ УЗКИХ ЩЕЛЕЙ В ВОЛНОВОДАХ - ПОЛОМ, НАГРУЖЕННОМ ГРЕБЕНКОЙ ИЛИ СЛОИСТЫМ ДИЭЛЕКТРИКОМ

Яцук Л.П.*, Горбач И.В.**, Жиронкина А.В.*, Катрич В.А.*

*Харьковский госуниверситет, 310077, Харьков, пл. Свободы, 4, Украина

**НПО "Сатурн", 252680, ГСП, Киев - 148, пр. 50-летия Октября, 2Б, Украина

АННОТАЦИЯ

Исследуются закономерности изменения электрической длины резонансных щелей в зависимости от ряда геометрических параметров и характера связываемых щелью электродинамических объемов. Попутно рассматриваются диапазонные свойства щелей и уровни передаваемой в смежный объем мощности на резонансной частоте.

I. ВВЕДЕНИЕ

В антенной технике и технике СВЧ широко используются узкие резонансные щели в волноводах разного типа. В отличие от вибратора, длина резонансной щели может быть не только меньше, но и больше половины длины волны. Наличие "укорочения", "удлинения" или отсутствие таковых зависит от структуры поля в области щели, определяемой на данной частоте характером связываемых ею электродинамических объемов. Настоящее сообщение посвящено выяснению общих и частных закономерностей поведения электрической длины резонансной щели и ее диапазонных свойств в прямоугольных волноводах - полом, нагруженном гребенчатой замедляющей структурой, а также слоистым диэлектриком. Исследование проведено на основании решения задач рассеяния волн основного типа на щелевых неоднородностях. В качестве критерия резонанса выбрано такое условие: $\arg \dot{\Gamma}_{12} = 0$, где $\dot{\Gamma}_{12}$ - коэффициент прохождения волны по волноводу за щель, что соответствует отсутствию сдвига фазы прошедшей волны. В дальнейшем используются такие обозначения: L - длина щели, λ - длина волны в свободном пространстве, индекс "р" обозначает - "резонансный", $\dot{\Gamma}_1$ - коэффициент отражения, $|S_\Sigma|^2$ - коэффициент излучения щели или доля мощности, передаваемой ею в смежный объем, x_0 - смещение оси щели от узкой стенки.

II. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В гладком волноводе "удлинению" щели способствуют увеличение её геометрической длины, приближение к ней металлических экранов (нижней и боковой стенок волновода). Короткие щели имеют тенденцию "укорачиваться". "Удлинение" и "укорочение" нарастают с увеличением ширины щели. Так, например, достаточно заметно удлиняются продольные щели длиной $L = 20$ мм ($L/\lambda_p = 0.7$), расположенные достаточно близко ($x_0 = 2.5$ мм) к узкой стенке волновода сечением 23×5 мм. Щели длиной $L = 13$ мм в волноводе сечением 23×10 мм укорачиваются. Можно подобрать такую длину щели (например,

$L=16\text{мм}$ в волноводе $23 \times 10\text{ мм}$), при которой $L/\lambda_p \approx 0.5$ независимо от ширины щели. Наклонные щели широкополоснее продольных. В одномодовом режиме широкополосность нарастает с уменьшением высоты волновода. Щели, излучающие в свободное пространство, широкополоснее, чем при связи двух волноводов. Наличие экранов и близость их расположения к щели оказывает влияние и на закономерность изменения ширины полосы $\Delta\lambda/\lambda_p$ по уровню $0.5 |S_\Sigma|^2_{\text{max}}$. В случае излучения щели в свободное пространство и при связи волноводов сечением $23 \times 10\text{ мм}$ с увеличением ширины щели d зависимости $|S_\Sigma|^2(\lambda)$ расширяются тем больше, чем дальше расположена щель от узкой стенки. Если же щель связывает волноводы сечением $23 \times 5\text{ мм}$ и расположена вблизи узкой стенки ($x_0=2.5\text{ мм}$), то зависимости $|S_\Sigma|^2(\lambda)$ при увеличении d , наоборот, сужаются. Так, по уровню $0.5 |S_\Sigma|^2_{\text{max}}$ ширина частотных характеристик $\Delta\lambda/\lambda_p$ для щелей длиной $L=20\text{мм}$ и шириной $d=0.1, 1, 1.5$ и 4 мм составляет соответственно 12%, 11%, 8.3% и 8%. Увеличение глубины щели (толщины стенки волновода t) смещает электрическую длину резонансной щели в сторону значения 0.5 тем эффективнее, чем уже щель. Здесь важную роль играет параметр d/t , чем он меньше, тем ближе L/λ_p при всех прочих равных условиях к значению 0.5. Поэтому чем уже щель, тем более важную роль играет при расчете её энергетических параметров учет толщины стенки волновода. Так, при связи двух идентичных волноводов сечением $23 \times 5\text{ мм}$ щелью длиной 20 мм и шириной 0.1 мм расчетное значение λ_p в приближении бесконечно тонкой стенки волновода равно 27.9 мм , при учете толщины стенки $t=1\text{ мм}$ $\lambda_p=36.3\text{ мм}$. В случае, когда $d=4\text{ мм}$, расчетные значения λ_p в этих приближениях соответственно равны 25.8 и 26.7 мм . Учет особенности на ребре сдвигает резонансную частоту щели гораздо меньше, чем учет толщины стенки волновода.

Заметим, что условие $L/\lambda_p = 0.5$ обозначает, что $\lambda_p = 2L$, или резонансная длина волны равна критической длине волны H_{10} в волноводе, образованном полостью щели. Более высокочастотные резонансы соответствуют критическим частотам волн типа H_{20}, H_{30} и т.д. Еще раз подчеркнем, что это справедливо при $d/t \ll 1$. Указанная закономерность проявляется и при полном или частичном заполнении щели диэлектриком. Резонансные длины волн для таких щелей можно приближенно найти как критические длины волн типов LE_{q0} в волноводах, идентичных щелям. Присутствие диэлектрика в щели уменьшает ее резонансную частоту и сужает частотные характеристики.

Щели в волноводе с гребенчатой замедляющей структурой обладают такими свойствами. В случае густой гребенки (период много меньше длины волны) их можно рассматривать как щели в волноводе с анизотропной импедансной стенкой. Последняя имитирует границу гребенки и пространства взаимодействия. Размеры этого волновода совпадают с размерами пространства взаимодействия над гребенкой. В средней части полосы пропускания, где замедление невелико,

электродинамические характеристики щели в импедансном волноводе практически не отличаются от таковых в гладком волноводе с теми же размерами. При больших замедлениях, представляющих наибольший интерес, возникают осложнения такого рода. Когда длина щели L и длина замедленной волны λ_g связаны соотношением $L=3\lambda_g/2$, щель становится практически не излучающей, поскольку ее внутренняя активная проводимость $g^i = g^{(1)}$ обращается в ноль (индекс 1 соответствует первой гармонике функции распределения поля вдоль щели). Вблизи частоты, где выполняется указанное условие, размытый максимум коэффициента излучения не является признаком резонансности щели. Чтобы щель на этой частоте могла эффективно излучать, необходимо уменьшить ее резонансную длину, что достигается заполнением ее диэлектриком с диэлектрической проницаемостью ε , заметно большей единицы, что влечет за собой еще и увеличение добротности щели. Уровень резонансного значения коэффициента излучения $|S_\Sigma|^2$ зависит от отношения g^i/g^e (g^e - внешняя активная проводимость щели). Когда $g^i/g^e = 1, = 0.5$. При нарушении этого условия коэффициент излучения уменьшается. В случае продольных щелей он стремится к нулю на высоких частотах, где g^i близко к нулю, и вблизи критической частоты, где g^i стремится к бесконечности. Ширина и форма частотных характеристик коэффициента излучения щели в высокочастотной области полосы пропускания, где $g^i/g^e \ll 1$, существенно отличаются от таковых в гладком волноводе сравнения.

При заполнении волновода диэлектриком следует различать два случая, когда границы слоев диэлектрика параллельны узкой и широкой стенкам волновода. Введение в волновод диэлектрика в обоих случаях приводит к увеличению резонансной длины волны λ_p по сравнению с λ_p щели в полом волноводе тем большему, чем выше диэлектрическая проницаемость ε . Однако с ростом ε уменьшается излучательная способность резонансной щели и согласование ее с волноводом. Так, диэлектрическая пластина с толщиной $a_2 = 2$ мм, расположенная симметрично в поперечном сечении волновода 23×10 мм параллельно его узким стенкам, изменяет параметры симметрично расположенной поперечной щели длиной 16 мм следующим образом. Увеличение ε от 2 до 8 влечет за собой изменение λ_p от 35.2 мм до 42.7 мм, доли излучаемой и отраженной мощностей $|S_\Sigma|^2$ и $|\Gamma_1|^2$ на резонансной частоте соответственно от 0.497 до 0.42 и от 0.21 до 0.48. Ширина полосы частот по уровню половины излучаемой мощности изменяется примерно от 17% до 16%. При толщине пластины 8 мм и $\varepsilon = 8$ параметры λ_p , $|S_\Sigma|^2$ и $|\Gamma_1|^2$ принимают значения соответственно 58.2 мм, 0.221 и 0.763. По мере выведения пластины из области пучности электрического поля в щели влияние ее на щель ослабевает. Так, при смещении указанной выше пластины толщиной $a_2 = 8$ мм из центра на 4 мм эти же параметры принимают значения 53 мм, 0.277 и 0.68, а для пластины толщиной 2 мм - 39.7 мм, 0.465 и 0.4. В случае $a_2 = 8$ мм, $\varepsilon = 6$ и смещение от центра 4 мм имеем: 48 мм, 0.348 и 0.6. Ширина полосы частот по уровню половины излучаемой мощности составляет при этом около 13%.

Из приведенных данных следует, что присутствие в волноводе диэлектрика изменяет ширину частотных характеристик коэффициента излучения гораздо меньше, чем заполнение диэлектриком самой щели.

Когда слой диэлектрика параллелен широкой стенке волновода, его воздействие на щель оказывается наиболее сильным, когда этот слой приближается к стенке, в которой прорезана щель. Так, например, слой диэлектрика толщиной 2 мм, $\varepsilon = 2$, расположенный вплотную к стенке с поперечной щелью изменяет резонансную длину волны λ_p по сравнению со случаем полого волновода от 33.5 мм до 38 мм. При смещении этого слоя к противоположной стенке всего на 1 мм λ_p уменьшается сразу до 35.2 мм, а потом постепенно приближается к значению, соответствующему полному волноводу. Интересно, что в случае двухслойного диэлектрика, прилегающего к стенке со щелью, с увеличением толщины слоя λ_p изменяется немонотонно. Наибольшее увеличение λ_p наблюдается при толщине слоя $b_1=3$ мм ($\varepsilon = 2$, $\lambda_p = 35.5$ мм). Когда же толщина слоя увеличивается со стороны противоположной стенки λ_p растет монотонно. При $\varepsilon = 2$ в рассмотренных случаях коэффициент излучения резонансной щели был близок к максимально возможному значению 0.5. Когда λ_p близка к критической длине волны основного типа, эффективность излучения щели существенно уменьшается. В рассмотренном случае щели длиной $L = 16$ мм это наблюдалось при $\varepsilon = 6$ ($|S_{\Sigma}|_p^2 \approx 0.2$).

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований следует подчеркнуть следующее.

1. При определении резонансной длины щели не следует слепо пользоваться принципом двойственности и приписывать щелям резонансные свойства вибратора.
2. Резонансная длина и диапазонные свойства щели особенно сильно отличаются от вибраторных, когда щель расположена вблизи идеально проводящих экранов.
3. Ввиду многопараметричности системы без решения задачи рассеяния невозможно достаточно точно предсказать резонансную длину щели.

COMPARISON OF RESONANCE PROPERTIES OF NARROW SLOTS IN HOLLOW WAVEGUIDES AND ONES LOADED WITH CORRUGATED SYSTEM OR LAYER DIELECTRIC

Yatsuk L.P., Gorbach I.V., Zhironkina A.V., Katrich V.A.
 Kharkov State University, 4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine
 tel. 45-75-48

Electrical length of narrow resonance slots, width of their frequency characteristics, maximum level of radiated power are studied versus some geometrical parameters, such as slot length L , its width, waveguide height, height of corrugation, size, position and permittivity of dielectric layers and type of electrodynamic volumes coupled with a slot. Common features of characteristics of interest are found as well as their differences. It is shown that in the vicinity of a perfectly conducting screen electrical length of a slot L/λ trends to increase; properties of a slot in a corrugated waveguide considered far from its cut off frequency are similar to those in a hollow waveguide of the same height as a space above corrugated system; presence of dielectric in a waveguide shifts resonance frequency of a slot more efficiently if a dielectric slab is situated near to it.

ДИНАМИКА ЭМИ, ИЗЛУЧЕННЫХ АПЕРТУРНЫМИ АНТЕННАМИ, В ПЛОСКОСТЯХ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ РАСКРЫВУ РУПORA

В.А. Балакирев, Г.Л. Сидельников

Харьковский физико-технический институт, 310108, Харьков, ул. Академическая 1.

e-mail: kfti@rocket.kharkov.ua

Аннотация В настоящем сообщении приведены результаты исследований пространственно-временной динамики ЭМИ в плоскостях параллельных раскрытию рупора. Рассмотрение основано на методе Гюйгенса-Кирхгофа, который ранее, в работе [1], был применен к исследованию приосевого режима распространения ЭМИ, излученных апертурными антеннами.

Постановка задачи.

Рассмотрим задачу о возбуждении ТЕМ импульсом отверстия в плоском непрозрачном экране, рис.1. Пусть электромагнитный импульс, распространяющийся в направлении возрастающих значений z , падает нормально на плоскость экрана $z = 0$ и имеет компоненты поля

$$H_{0y} = E_{0x} = F_0(t - z/c),$$

где $F_0(t - z/c)$ — функция, описывающая форму ТЕМ импульса падающего на экран.

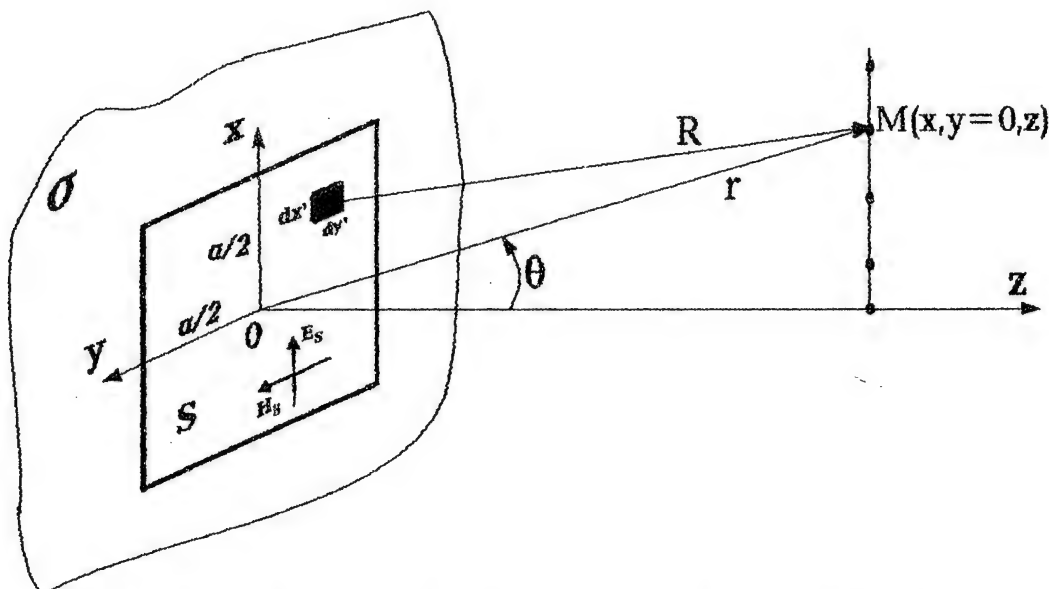


Рис. 1. Геометрия апертуры S в плоском экране и точки наблюдения.

Поле излучения в области $z > 0$ (дифрагированное поле) будем искать апертурным методом в приближении Гюйгенса-Кирхгофа.

Аналитическое исследование.

Дифракционное поле излученного импульса в области $z > 0$ удовлетворяет уравнениям Максвелла

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \vec{H} - \frac{4\pi}{c} \vec{I}^m, \quad \operatorname{rot} \vec{H} = \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \vec{E} + \frac{4\pi}{c} \vec{I}^e,$$

где \vec{I}^m , \vec{I}^e — плотности поверхностных магнитных и электрических токов.

Систему уравнений Максвелла удобно свести к уравнению Гельмгольца для фурье-амплитуды магнитного поля излученного импульса

$$\Delta H_y(\omega, M) + k_0^2 H_y(\omega, M) = F_0(\omega) [ik_0 \delta(z) + \frac{d}{dz} \delta(z)], \quad (1)$$

где $k_0 = \omega/c$,

$$F_0(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_0(t) e^{i\omega t} dt$$

— фурье-амплитуда, падающего ТЕМ импульса, на апертуре. Отметим, что поверхностные плотности электрических и магнитных токов однородны по площади апертуры. Используя функцию Грина для свободного пространства $G = e^{ik_0 R}/R$, решение уравнения (1) может быть получено в виде

$$H_y(\omega, M) = -\frac{F_0(\omega)}{4\pi} \left[ik_0 \int_S G dx' dy' + z \int_S \frac{1}{R} \frac{d}{dR} G dx' dy' \right]. \quad (2)$$

$R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + z^2}$ — расстояние от элемента площади $dx' dy'$ до точки наблюдения $M(x, y, z)$, интегрирование в выражении (2) ведется по площади апертуры S см. рис. 1. Излученное поле определяется обратным преобразованием Фурье выражения (2) и может быть приведено к виду

$$H_y(t, M) = \frac{1}{4\pi c} \int_S \left(1 + \frac{z}{R} \right) \frac{1}{R} \frac{d}{dt} F_0\left(t - \frac{R}{c}\right) dx' dy' + \frac{z}{4\pi} \int_S \frac{1}{R^3} F_0\left(t - \frac{R}{c}\right) dx' dy'. \quad (3)$$

Полученное выражение представляет собой суперпозицию импульсного поля созданного элементарными излучателями Гюйгенса (поверхностными электрическими и магнитными токами) равномерно распределенными в области апертуры. Квазистатическое поле, описываемое вторым слагаемым в (3), по сравнению с полем излучения, т.е. в дальней зоне есть величина следующего порядка малости.

Численное моделирование эволюции ЭМИ.

Полная картина формирования ЭМИ может быть получена только с привлечением численных методов исследования. Для расчетов был выбран падающий ТЕМ импульс единичной амплитуды, гауссовской формы длительностью $\tau_p = 0.2$ нс

$$H_y = \exp\left(-\frac{(t - z/c)^2}{2\tau_p^2}\right). \quad (4)$$

Поле в различных точках вне оси определялось по формуле (3). На рисунке 2 представлена картина эволюции, излученного импульса для квадратной апертуры со стороной $a = 10$ м в E -плоскости ($y = 0$), для $z = 10$ м в зависимости от высоты x над осью Oz .

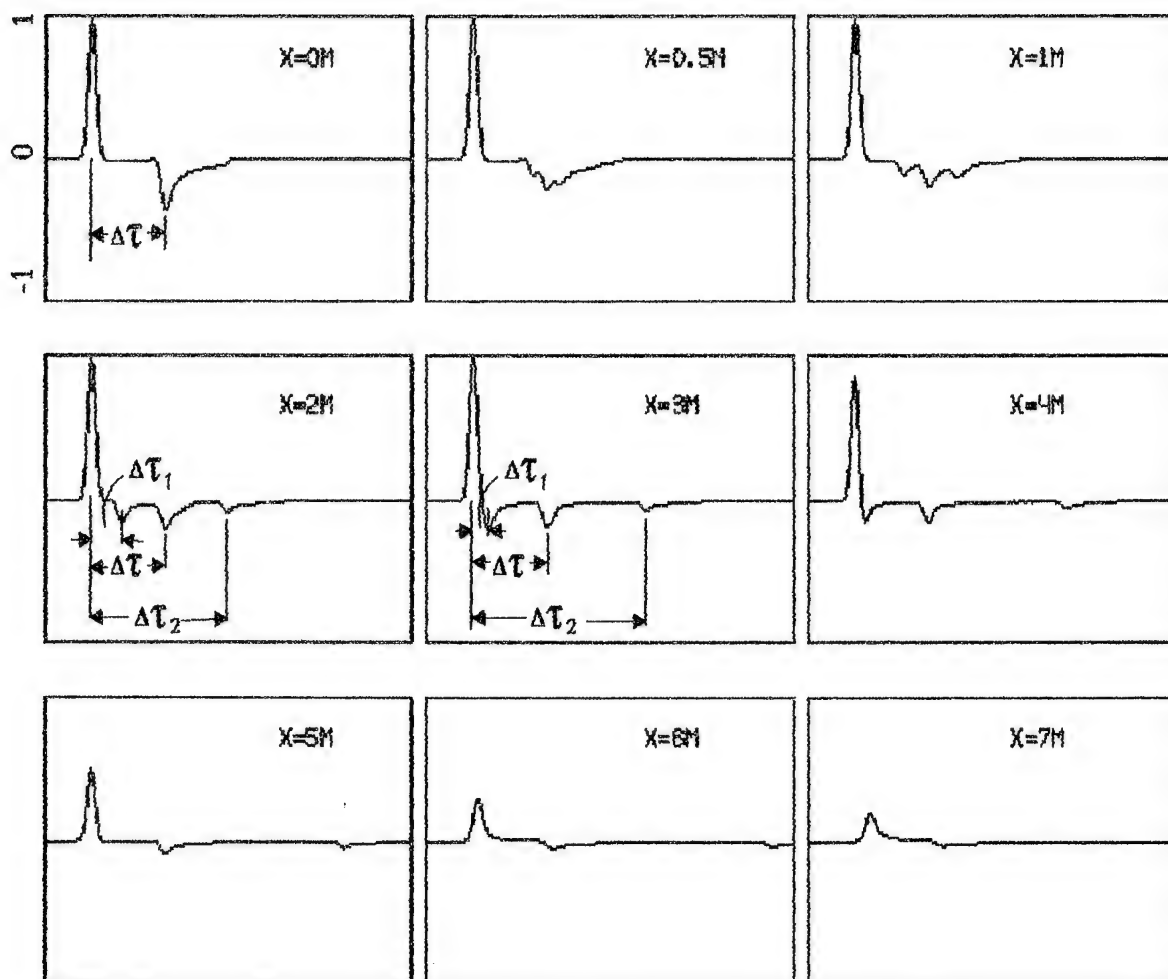


Рис. 2.

Излученный импульс в точке $x = 0$, т.е. на оси соответствует суперпозиции импульсов падающего на апертуру и суммарного импульса сформированного границей. Задержка времени Δt между пиковыми значениями разнополярных импульсов равна разности прихода в точку $z = 10\text{м}$ импульсов, излученных из геометрического центра апертуры (импульс положительной полярности) и импульса излученного с периферии. При смещении точки наблюдения M с оси ($x = y = 0$) импульс отрицательной полярности начинает расщепляться на три импульса. Задержка времени Δt между положительным импульсом и вторым (по порядку следования в точку наблюдения) отрицательным импульсом остается неизменной вплоть до высоты 5м , совпадающей с краем апертуры. При этом задержка времени Δt_1 между положительным импульсом и первым отрицательным импульсом сокращается, а задержка времени Δt_2 между положительным и третьим отрицательным импульсом увеличивается. Задержка времени Δt в точности равна разности времен прихода от плоскости $z = 0$ в точку наблюдения $M(x, y = 0, z)$ невозмущенного экраном импульса положительной полярности и суммарного импульса излученного вертикальными границами апертуры $y = \pm a/2$. Таким образом $\Delta t = \text{Const}$ до

тех пор пока проекция точки наблюдения на плоскость экрана попадает в область апертуры. При дальнейшем смещении точки наблюдения над осью $x = y = 0$ величина Δt начинает медленно расти, а амплитуда положительно поляризованного импульса быстро убывать. Задержка времени Δt_1 равна разности времен прихода в точку наблюдения M основного импульса положительной полярности, при условиях описанных выше, и суммарного импульса, возбужденного верхней горизонтальной границей апертуры. Задержка времени Δt_2 равна разности времен прихода в точку наблюдения M импульса положительной полярности, при тех же условиях, и суммарного импульса возбужденного нижней горизонтальной границей апертуры. Из сказанного следует, что пока проекция точки наблюдения, поднимаясь над осью, находится в пределах апертуры, величина Δt_1 будет уменьшаться, а величина Δt_2 — расти. Описанная выше картина отражает эволюцию излученного импульса характерную для зоны Френеля. При выходе точки наблюдения в область геометрической тени экрана время $t = z/c$ (время прихода в точку наблюдения M от плоскости $z = 0$ ТЕМ импульса положительной полярности) начинает расти, что указывает на возмущающее действие экрана. С увеличением расстояния z от плоскости экрана σ задержки времени Δt_1 , Δt_2 сокращаются. На больших расстояниях наблюдается только два импульса отрицательной полярности, поскольку в этом случае основной импульс слит с первым импульсом отрицательной полярности.

Качественная картина формирования ЭМИ в Е- и Н-плоскостях для прямоугольных апертур близка к описанной выше. Следует добавить, что в более общем случае, когда точка наблюдения $M(x, y, z)$ не принадлежит ни к одной плоскости симметрии системы, за основным импульсом положительной полярности следуют четыре импульса отрицательной полярности. В этом случае число импульсов отрицательной полярности равно числу сторон апертуры.

Заключение.

Аналитически методом Гюйгенса-Кирхгофа и численно исследована пространственно-временная динамика коротких электромагнитных импульсов (ЭМИ), излученных прямоугольными апертурными антеннами, в плоскостях ортогональных оси симметрии системы, т.е. в направлениях параллельных раскрыту рупора. Показано, что излученный ЭМИ является двухполярным и состоит из основного ведущего импульса, возбуждающего раскрыв антенны и следующих за ним одного или нескольких импульсов противоположной полярности, формируемых границей апертуры. Проведенные исследования позволили уточнить понятие "переферии" апертуры в плоском экране и установить связь между формой возбуждающего импульса, геометрическими особенностями апертуры и характером излученного импульсного поля.

Список литературы

1. Балакирев В.А., Сидельников Г.Л. Материалы 5-й Крымской конференции "СВЧ-техника и спутниковые телекоммуникационные технологии.", 1995. Т.1. С.227-230.

Трансформация спектра широкополосного сигнала излученного симметричным вибратором.

Астайкин А.И. Профе В.Б. Троцюк К.В.
607190 г. Саров РФЯЦ-ВНИИЭФ пр.Мира 37

Аннотация

На основе общеизвестных выражений для симметричного вибратора рассмотрено искажение стационарного широкополосного сигнала с равномерным энергетическим спектром. Приведены результаты расчета входного сопротивления и парциальных диаграмм направленности симметричного вибратора, амплитудный и фазовый спектр поля в точке приема.

I. Введение

Определение характеристик широкополосных сигналов, прошедших через антенно-фидерные тракты, изучено недостаточно хорошо. При работе с широкополосными сигналами следует отказаться от использования диаграмм направленности, ввиду их малой информативности. Наиболее полную информацию о сигнале можно получить из пространственных амплитудного и фазового спектров, а также из пространственно-временных характеристик сигнала.

II. Основная часть

Пусть сигнал с энергетическим спектром, равномерным в некоторой полосе частот снимается с генератора согласованного с фидером. Первое искажение спектра происходит в точке соединения антенны с фидером. Если волновое сопротивление фидера Z_F , то мощность прошедшая в антенну (за счет падающей волны) определяется выражением: $Pa(f_i) = P(f_i) \left(1 - \left| \frac{Z_a(f_i) - Z_F}{Z_a(f_i) + Z_F} \right|^2 \right)$, где входное сопротивление антенны $Z_a(f_i) = Z_m(f_i) e^{j\varphi(f_i)}$ и f_i - частота, модуль сопротивления равен $Z_m^2(f_i) = R_a^2(f_i) + X_a^2(f_i)$. Приведем известные выражения для относительно тонких симметричных вибраторов [1]

$$R_a(f_i) = \frac{R_s}{\left[\sin^2 kL + (R_s / \rho)^2 \cos^2 kL \right]}$$
$$X_a(f_i) = -\frac{\rho}{2} \frac{[1 - (R_s / \rho)^2] \sin 2kL}{\left[\sin^2 kL + (R_s / \rho)^2 \cos^2 kL \right]}$$
$$\rho = 120 \left(\ln \frac{2L}{a} - 1 \right)$$

$R_s = 30[(Si4kL - 2Si2kL)\sin 2kL + (C + \ln kL + Ci4kL - 2Ci2kL)\cos 2kL + 2(C + \ln 2kL - Ci2kL)]$,
где Si и Ci - интегральный синус и косинус соответственно, L - длина одного плеча вибратора, a - радиус вибратора, $k_i = \frac{2\pi}{\lambda_i}$.

Амплитуда составляющей тока определяется выражением:

$$I_a(f_i) = \sqrt{\frac{Pa(f_i)}{Z_m(f_i)}} \quad (2)$$

а фаза составляющей тока: $\varphi_I(f_i) = \varphi(f_i) - \frac{1}{2} \arctan(X_a(f_i)/R_a(f_i))$. Следующее искажение возникает из-за различного набега фазы $\varphi_I(f_i) = \varphi_I(f_i) + k_i L$ и различных диаграмм направленности для волн с разными волновыми числами. Диаграмма направленности для фиксированного значения $k_i L$ определяется выражением [1]:

$$E = \frac{60I \cos(kL \cos \vartheta) - \cos kL}{r \sin \vartheta} \quad (3)$$

Учитывая (1), (2) и (3) определим напряженность поля в точке приема

$$E(Z_F, Z_a, f, \theta) = \sqrt{\frac{P(f) \left[1 - \left(\frac{Z_f - Z_a}{Z_f + Z_a}\right)^2\right]}{Z_m(f)}} \frac{60I \cos(kL \cos \vartheta) - \cos kL}{r \sin \vartheta} e^{-i(kL + \frac{1}{2} \arctan(Z_a/R_a))}$$

Оптимально решить задачу можно численным методом. Разобьем спектр сигнала на большое количество участков, в пределах одного участка частоту можно считать постоянной. Рассчитав изменение амплитуды и фазы для каждой линии спектра в точке приема, можно определить полный спектр сигнала в этой точке. После того как найдены спектральные характеристики сигнала можно восстановить сигнал и определить временные характеристики сигнала численным методом.

Результаты расчета.

По вышеизложенной методике были проведены численные расчеты парциальных диаграмм направленности, пространственных амплитудного и фазового спектров в меридиональной плоскости для симметричного вибратора. Угол оси вибратора $\theta = 0^\circ$. Волновое сопротивление фидера 75 Ом. Нормировочная частота $0.5c/2L$. На рис.1 представлена зависимость активной и реактивной части входного сопротивления фидера от нормированной частоты. На рис. 2 представлена фазовая характеристика сигнала на входе антенны. Парциальные диаграммы направленности при различных отношениях L/λ показаны на рис.3. Пространственный амплитудный спектр сигнала (рис.4). На рис. 5 представлены сечения амплитудного спектра для углов излучения $\theta = 10^\circ$, $\theta = 45^\circ$ и $\theta = 90^\circ$. При условии решения задачи согласования вибратора на $f/f_0 \approx 2$ из результатов анализа пространственного спектра и его сечений следует, что максимально возможная ширина спектра, излученного вибратором, - $f/f_0 \approx 0.9...2.5$. Увеличивать ширину спектра больше $f/f_0 \approx 0.9...2.5$ не следует, т.к. в определенных направлениях отсутствуют некоторые спектральные составляющие, что может привести к потере информации.

III. Заключение

Предложенная методика определения искажений спектра сигнала применима для любых излучателей с известными характеристиками направленности и входного сопротивления в полосе частот сигнала.

Получены зависимости трансформации спектра сигнала излученного симметричным вибратором в зависимости от входного сопротивления излучателя и пространственного расположения точки приема. Получены зависимости искаженных амплитудного и фазового спектров сигнала и их "сечения". После определения искаженного спектра сигнала, последний можно восстановить и определить его пространственно-временные характеристики. По полученным результатам можно корректировать АЧХ и ФЧХ выходных каскадов широкополосной передающей аппаратуры для наименьшего искажения сигнала в точке приема. Предложенная методика и полученные результаты верны, если длительность сигнала не слишком мала ($dt \cdot c \gg L$). Для коротких импульсов или широкополосных сигналов следует коренным образом пересматривать теорию излучения.

IV. Список литературы.

1. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства.

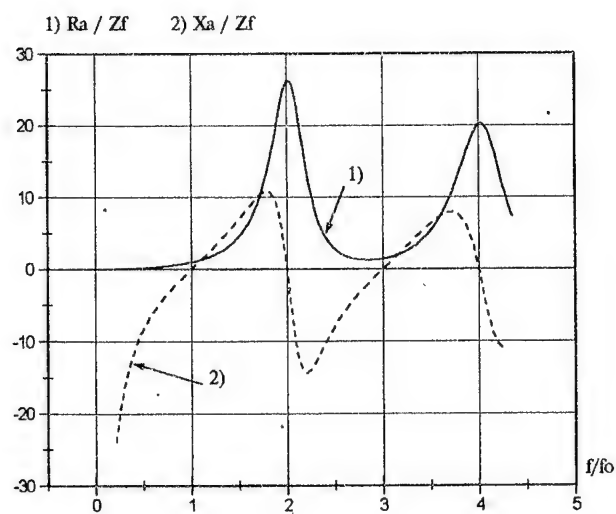


Рис.1

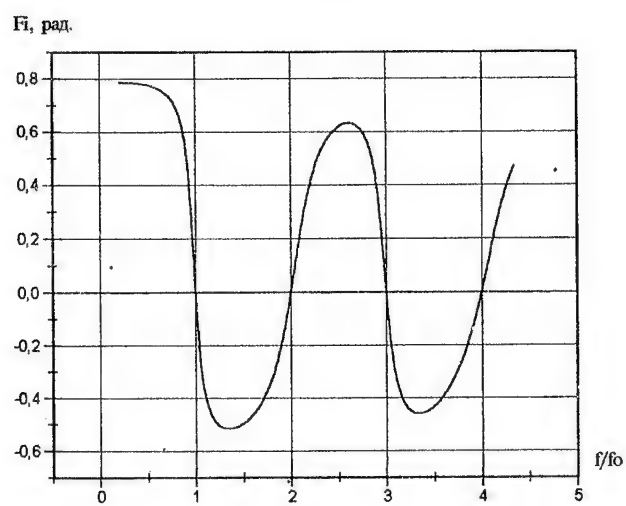


Рис. 2

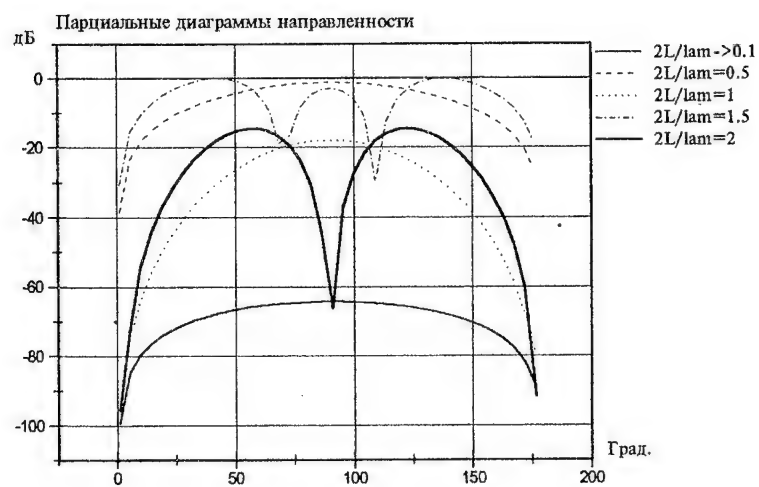


Рис.3

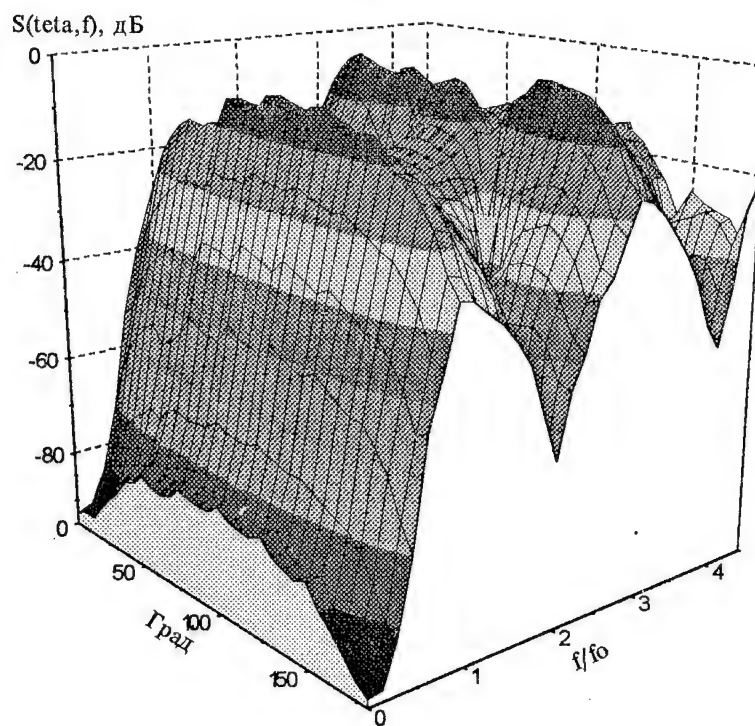


Рис.4

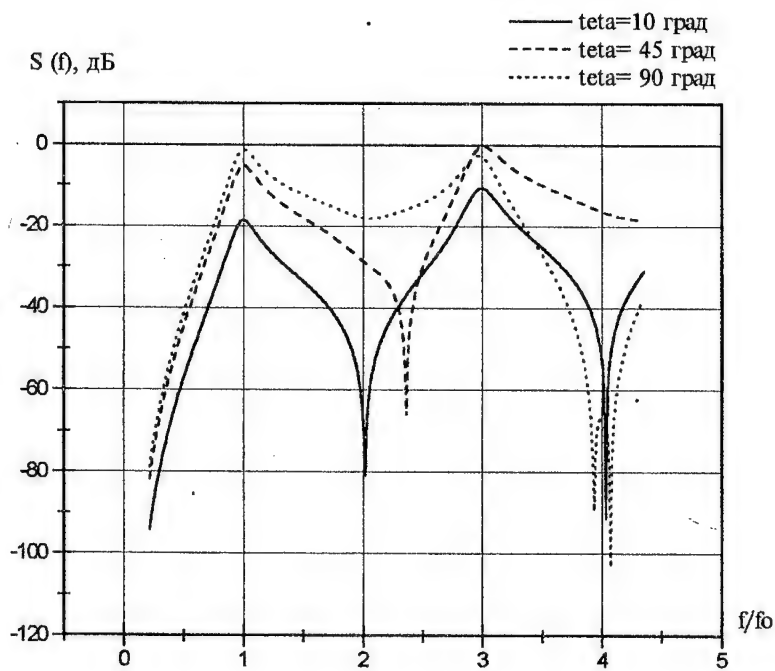


Рис.5

ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАДРАТНЫХ И КРУГОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК СО СЛАБО ЗАПОЛНЕННОЙ АПЕРТУРОЙ

Н.Н.Горобец, А.Б. Жолобенко, Ю.Н. Горобец

Харьковский государственный университет, 310077, Харьков, пл. Свободы, 4

Аннотация

Разработаны компьютерные программы для расчета характеристик направленности антенных решеток изотропных излучателей, расположенных по сторонам квадрата, или по окружности. Проведены расчеты диаграмм направленности, коэффициентов направленного действия и коэффициентов рассеяния таких решеток при различном числе излучателей и различном расстоянии между ними. Характеристики сравниваются с характеристиками квадратной решетки с полностью заполненной апертурой.

I. Введение

В антенной технике возникает задача уменьшения ширины главного лепестка диаграммы направленности при ограниченном числе излучателей. Например, в радиоастрономии важно обеспечить высокое угловое разрешение радиотелескопа при ограниченных его размерах. Достигается такой эффект при крестообразном или Т-образном расположении излучателей в антенной решетке.

Возникает также задача обеспечения близких или одинаковых характеристик направленности антенны на ряде дискретных частот. В случае антенн с невысокой направленностью эта задача решается с помощью антенн с логарифмической периодичностью элементов [1]. Высокая направленность и высокое пространственное разрешение может быть реализовано в системе концентрически расположенных

кольцевых антенных решеток, или решеток, в которых излучатели расположены по сторонам квадрата. Если в таких решетках на каждой частоте выполняется принцип электродинамического подобия, то их характеристики излучения будут идентичными [2].

Отметим также, что уменьшение числа излучателей в решетках со слабо заполненной апертурой позволяет улучшить массо-габаритные характеристики антенны, упростить систему возбуждения излучателей и всю конструкцию антенны. В литературе недостаточно полно изучены физические закономерности формирования диаграмм направленности и энергетические характеристики антенных решеток со слабо заполненной апертурой. Эти исследования являются целью настоящей статьи.

II. Основная часть

Разработаны алгоритмы и компьютерная программа для расчета диаграммы направленности, коэффициента направленного действия и коэффициента рассеяния плоских антенных решеток с произвольно расположенными излучателями (т.е. при независимо задаваемом их положении на плоскости). При этом расстояние между излучателями может быть любым, решетки могут быть эквидистантными и неэквидистантными. Амплитудные и фазовые распределения источников поля в решетке также могут быть любыми и задаваться независимо от особенностей конкретной антенны.

Результаты расчетов диаграмм направленности могут представляться линиями равных уровней на плоскости угловых координат точек наблюдения θ и φ ; в виде "объемных" диаграмм направленности в линейном или логарифмическом масштабе и в виде диаграмм направленности в любых плоскостях наблюдения. В качестве примера на рисунке представлены диаграммы направленности плоской синфазной полностью заполненной решетки

9x9 изотропных излучателей в плоскости Е (Н) и диагональной плоскости ($\varphi=45^\circ$). Эти диаграммы представлены на рисунке сплошной для $\varphi=0$ и пунктирной для $\varphi=45^\circ$ линиями с пометкой Рг. Пометкой Кв размечены аналогичные диаграммы направленности в двух плоскостях решетки излучателей, расположенных по сторонам квадрата (по 9 излучателей в каждой стороне квадрата). Здесь же пометкой окр размечена диаграмма направленности решетки из 32 излучателей, расположенных по окружности. Во всех трех вариантах расстояние между излучателями равно половине длины волны. Отметим, что размеры и площади первых двух вариантов решеток одинаковы, одинаково также число излучателей в квадратной и кольцевой решетке.

Из сравнения диаграмм направленности заполненной и незаполненной квадратных решеток видно, что в главных плоскостях наблюдения ширина главного лепестка диаграммы направленности по половинной мощности решетки с незаполненной апертурой уменьшилась на 23%. Уровень первого бокового лепестка увеличился на 7,25 дБ, т.е. возрос до -5,75 дБ, причем боковые лепестки с увеличением номера практически не уменьшаются. В диагональной плоскости ($\varphi=45^\circ$) ширина главного лепестка по половинной мощности практически такая же, а по первому нулю - увеличивается, причем существенно больше для полностью заполненной решетки. Уровень боковых лепестков уменьшается с ростом номера лепестка, но для незаполненной решетки скорость убывания уровня лепестков меньше.

Характеристики диаграммы направленности кольцевой решетки ближе к характеристикам квадратной решетки. Анализ энергетических характеристик решеток показал, что коэффициент направленного действия максимален для полностью заполненной решетки. Для

квадратной он уменьшается на 74% и кольцевой на 72%. Число излучателей при этом уменьшилось на 60%. Коэффициент рассеяния (по уровню диаграммы направленности -15 дБ) увеличивается от значения 0,28 для полностью заполненной решетки до 0,89 для квадратной и 0,902 для кольцевой.

Аналогичные выводы справедливы и для решеток с другим числом излучателей.

Очевидно, что установленные физические закономерности справедливы и для решеток направленных излучателей, хотя их количественные характеристики будут отличаться.

III. Заключение

В результате компьютерного анализа характеристик направленности антенных решеток со слабо заполненной апертурой при расположении излучателей по сторонам квадрата и по окружности показано, что при одинаковой площади антенны уменьшение числа излучателей приводит к уменьшению ширины главного лепестка диаграммы направленности, уменьшению коэффициента направленного действия, увеличению уровня боковых лепестков и увеличению коэффициентов рассеяния.

IV. Список литературы

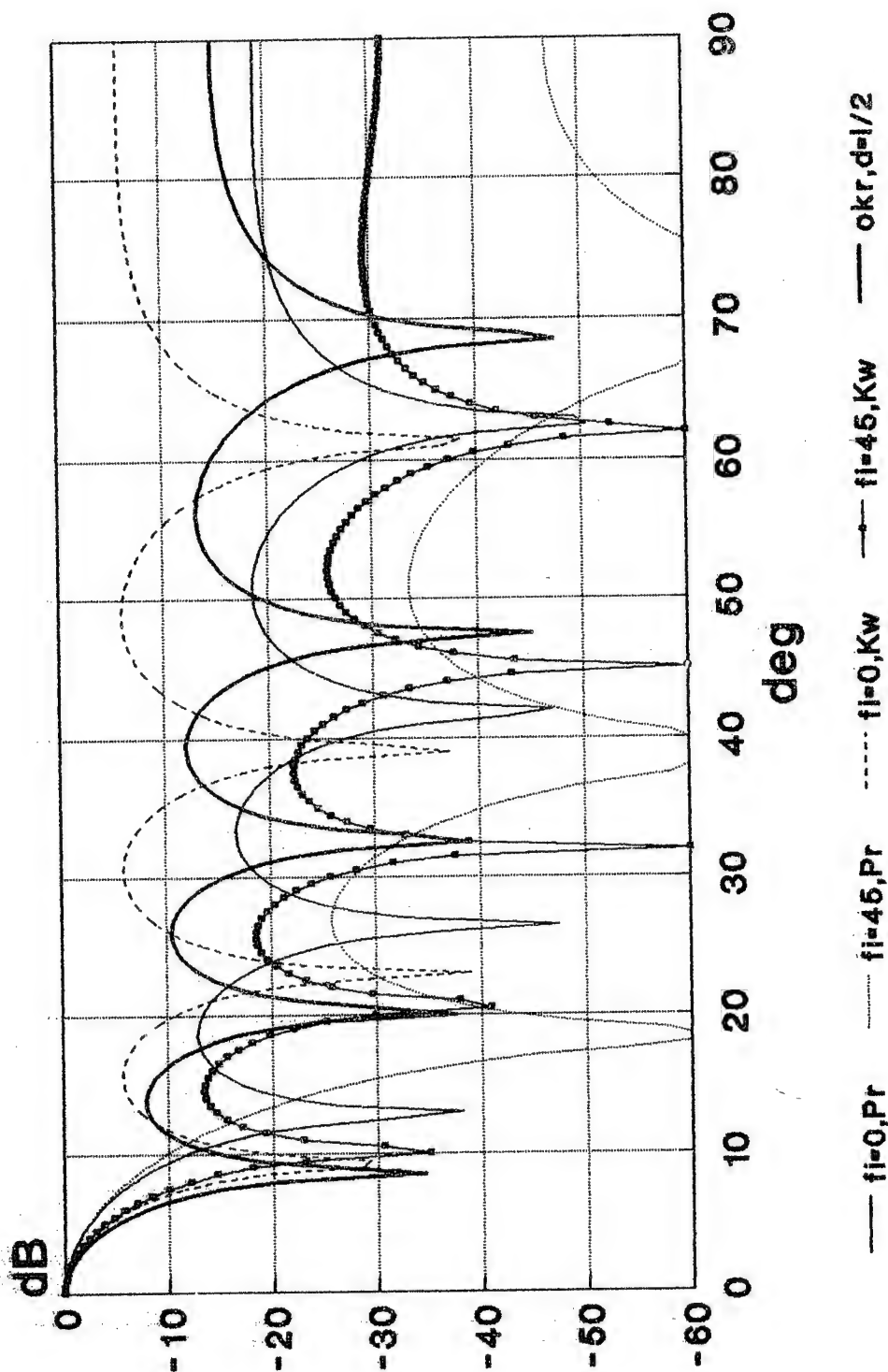
1. Сверхширокополосные антенны./Пер. с англ. под ред. Л.С.Бененсона. -М.:Мир, 1964. -416с.
2. Дж.А.Стрэттон. Теория электромагнетизма. М.-Л.: Гостехиздат, 1948. -539с.

DIRECTIVITY CHARACTERISTICS OF THE SQUARE AND CIRCULAR ANTENNA ARRAY WITH A WEAK FILLED APERTURE

Gorobets N.N., Zholobenko A.B., Gorobets Yu.N.
Kharkov State University
4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine

Antenna arrays with different frequency band radiators situated on sides of the square or around the circle may be used in a case of creating of broadband antenna arrays with the same characteristics at the all frequency band. The principle of the electrodynamic

similarity is satisfactory when radiators have definite sizes. This allows to realize the equal directivity characteristics. Computer programs were made and radiation patterns, directivity and scattering coefficients of such antennas for a case of different aperture electrical sizes and the different numbers of radiators were calculated. The comparative analysis of the radiation pattern mainlobe, its width and side radiation level of square and circular antenna array were made.



НАПРАВЛЕННЫЕ И ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНИЧЕСКИХ РУПОРНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ С ИЗЛОМОМ УГЛА РАСТВОРА

Н.Н.Горобец, В.М.Дахов

Харьковский госуниверситет, 310077, Харьков, пл.Свободы, 4

И.В.Горбач

АО НПП "Сатурн", 252148, Киев, пр.50-летия Октября, 26

Аннотация

Исследованы характеристики конических рупорных излучателей с изломом угла раствора, перспективных для применения в системах спутникового телевидения и связи. Методом вращающейся линейнополяризованной индикаторной антенны измерены диаграммы направленности двух вариантов антенны по основной и кроссполяризованной компонентам излучения в главных (Е и Н) плоскостях наблюдения и под углом 45 градусов. Ширина ДН аппроксимируется зависимостями вида $2\Delta\Theta^0 = \alpha(\lambda/r)$, где r -радиус раскрыва, λ -длина волны в свободном пространстве, α -постоянный коэффициент, зависящий от плоскости наблюдения и отсчетного уровня ДН. Исследовано кроссполяризованное излучение излучателей, наблюдаемое в различных сечениях диаграммы направленности и показано, что его максимальный уровень не превышает -18дБ, как и в пирамидальных рупорах с изломом образующей при их диагональном возбуждении.

1. Введение

Конические рупорные антенны с изломом угла раствора рупора обеспечивают лучшие характеристики направленности по сравнению с обычными (без излома образующей) коническими рупорами [1]. В связи с этим они перспективны как в качестве самостоятельных антенн с малой и средней направленностью, особенно в миллиметровом и сантиметровом диапазонах электромагнитных волн, так и в качестве высокоэффективных облучателей остронаправленных зеркальных антенн. Особенно перспективны такие антенны в тех случаях, когда необходимо обеспечить работу радиоэлектронной системы одновременно на двух линейных или круговых поляризациях, например, в аэрокосмических системах дистанционного зондирования подстилающей поверхности, дистанционного контроля качества диэлектриков радиофизическими методами, в системах спутникового телевидения и связи, в которых предъявляются повышенные требования к форме главного лепестка, уровню и распределению в пространстве боковых лепестков диаграммы направленности, а также к уровню кроссполяризованного излучения.

Конические рупорные антенны с изломом угла раствора конуса близки по конструкции и характеристикам направленности к пирамидальным рупорам с изломом угла раствора при их диагональном возбуждении волной основного типа, исследованным в [2], хотя известно, что многоугольная форма излучающего раскрыва антенны приводит к существенным особенностям характера распределения в пространстве ее бокового излучения [3].

Решение задачи об излучении из конических рупоров с изломом угла раствора в электродинамически строгой постановке весьма затруднительно, приближенное же решение в рамках апертурного метода не позволяет достаточно полно и точно исследовать поляризационные характеристики излучения таких рупоров. Увеличение числа изломов образующей и, следовательно, переход к многоступенчатому рупору даже в простейших случаях приводит к сложному математическому аппарату и не позволяет упростить задачу [4]. В связи с этим целью настоящей статьи являются экспериментальные исследования влияния раз-

меров и углов раствора конического рупора с изломом образующей на направленные и поляризационные характеристики его излучения и сравнение с характеристиками пирамидального рупора с изломом угла раствора при диагональном возбуждении волной основного типа.

II. Основная часть

Конструкция конических рупорных антенн с изломом угла раствора хорошо известна [1]. Нами в экспериментах исследовались два рупора с различными диаметрами излучающего раскрыва. Меньший раскрыв равен 89мм, больший-124мм. Оба рупора вписываются в "эквивалентный" конический рупор без излома угла раствора с одинаковым углом при вершине рупора, равным $\alpha_e = 28^\circ$. В меньшем рупоре угол при вершине внутреннего конуса равен 12° и диаметр его основания равен 36мм; угол при вершине внешнего конуса равен 45° . Длина рупора равна 73мм. В большем рупоре угол при вершине внутреннего конуса равен $11,0^\circ$; диаметр его основания равен 47,6мм; угол при вершине внешнего конуса равен 60° . Длина большего рупора равна 93мм. Оба рупора запитывались круглым волноводом диаметром 19мм, возбуждаемым волной H_{11} . Эксперименты проведены в диапазоне 9,5...12,75ГГц.

Для обеспечения одновременной записи амплитудных и поляризационных характеристик направленности исследуемых антенн, как и в [2], использовалась линейнополяризованная индикаторная антенна, плоскость поляризации которой вращается вокруг направления главного максимума ее диаграммы направленности [5]. Испытуемая антенна устанавливалась на поворотном стенде и вращалась со скоростью 0,5об/час, индикаторная антенна вращалась со скоростью 0,5об/сек. Скорости вращения выбирались с учетом постоянной времени двухкоординатного самописца, который использовался для записи исследуемых характеристик.

Измерения согласования рупоров со свободным пространством показали, что зависимости их КСВН от частоты мало отличаются от такой же зависимости для пирамидального рупора с диагональным возбуждением, представленной в [2]. Минимальные значения КСВН достигают 1,05 (в высокочастотной части рабочего диапазона), а максимальные-1,3...1,5 (в низкочастотной части).

Амплитудные и поляризационные диаграммы направленности измерялись в диапазоне 9,5...12,75ГГц с интервалом 0,25ГГц. По результатам записи характеристик направленности определялась ширина главного лепестка диаграммы направленности по уровням -3дБ; -10дБ и -15дБ и анализировалась их зависимость от частоты. Отметим, что ширина главного лепестка по уровню -3дБ необходима при использовании рупора в качестве самостоятельной антенны; по уровню -10дБ - когда рупор используется в качестве облучателя зеркальных и линзовых антенн с максимальным коэффициентом усиления для радиолокационных и связных систем; по уровню -15дБ - для облучателей высокоэффективных остронаправленных антенн с минимальной шумовой температурой в радиоастрономии и аэрокосмических системах дистанционного зондирования подстилающей поверхности. По экспериментальным записям анализировались также характеристики кроссполяризованного излучения исследуемых рупоров.

На рис.1 и 2 представлены записи характеристик направленности исследуемого конического рупора с изломом угла раствора (больших размеров) и пирамидального рупора с изломом образующей при диагональном возбуждении, исследованного в [2]. Записи проведены в главных (Е и Н) плоскостях наблюдения и в плоскости $\varphi=45^\circ$ на частотах, соответствующих одинаковому значению отношения длины волны в свободном пространстве к критической длине волны возбуждающего рупор волновода $\lambda_0/\lambda_{кр}=0,8$. Из сравнения записей видно, что в главных плоскостях наблюдения уровень кроссполяризованного излучения конического

рупора меньше, чем пирамидального с диагональным возбуждением. В плоскостях $\varphi = \pm 45^\circ$ уровень кроссполяризованного излучения максимальный, как и для пирамидального рупора. Однако форма лепестков диаграммы направленности обоих рупоров по кроссполяризованной компоненте отличается, как видно из рис.1 и 2, весьма существенно. Это подтверждает теоретические выводы Е.К.Киреева и Б.Е.Кинбера о сложном характере влияния угловых элементов излучающей апертуры на формирование бокового излучения антенны. Собственно, экспериментально подтверждено, что этот вывод справедлив и для излучения кроссполяризованной компоненты. Видно также, что в случае конического рупора в направлениях вблизи $\Theta = \pm 40^\circ$ при относительном уровне излучения около -18дБ поляризация излучения вообще близка к круговой, что не наблюдается для пирамидального рупора. Анализ кроссполяризованного излучения рупоров во всем рабочем диапазоне частот показал, что его максимальный уровень не превышает -18дБ от поля основной поляризации в главном максимуме диаграммы направленности. Уровень кроссполяризованного излучения меньшего рупора несколько меньше, чем большего.

Результаты измерений зависимости ширины главного лепестка диаграммы направленности по отмеченным выше трем уровням от частоты приведены на рис.3 и 4 для обоих конических рупоров. Функционально эти зависимости хорошо аппроксимируются известным соотношением $2\Delta\Theta = \alpha / (r/\lambda)$. Постоянные коэффициенты α для каждой из плоскостей наблюдения приведены на рисунках. Отличие этих коэффициентов для большого и малого рупоров свидетельствует о сильном влиянии внутреннего конуса на амплитудное и фазовое распределение источников поля в излучающем раскрытии рупора.

III. Заключение

В результате проведенных экспериментальных исследований показано, что конические рупорные антенны с изломом угла раствора имеют низкий уровень бокового излучения и по основной, и по кроссполяризованной компоненте излучения, что позволяет рекомендовать их для использования в радиоэлектронных системах с лучшими шумовыми характеристиками.

IV. Список литературы

1. В.Г.Ямпольский, О.П.Фролов. Антенны и ЭМС.-М:Радио и связь, 1983.-272с.
2. Н.Н.Горобец, В.М.Дахов, Л.М.Снопик. Направленные и кроссполяризационные характеристики пирамидального рупора с изломом угла раскрытия при диагональном возбуждении волной основного типа. 5-я Крымская конференция "СВЧ-техника и спутниковые телекоммуникационные технологии". Севастополь, 25-27 сентября 1995г. Материалы конференции, т.2, с.378-381
3. Е.К.Киреев, Б.Е.Кинбер. Об особенностях бокового излучения многоугольных апертур. Радиотехника и электроника, 1970, т.15, №2, с.246-251
4. I.I.Shumljansky. Horn Radiators of Complex Configuration. World Scientific. Singapore. New Jersey. London. Hong Kong. 1993.-160pp.
5. Н.Н.Горобец. Простой автоматический поляриметр. Известия ВУЗов-Приборостроение. 1966, т.9, №5, с.23-26

Пирамидальный рупор с
диагональным возбуждением

$\lambda_0/\lambda_{кр}=0,8$ Конический рупор

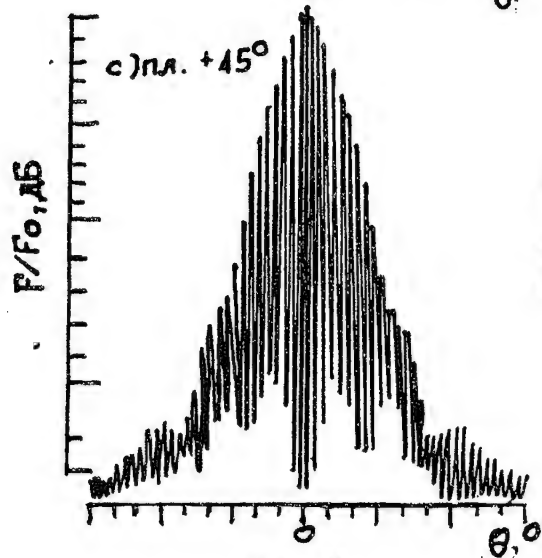
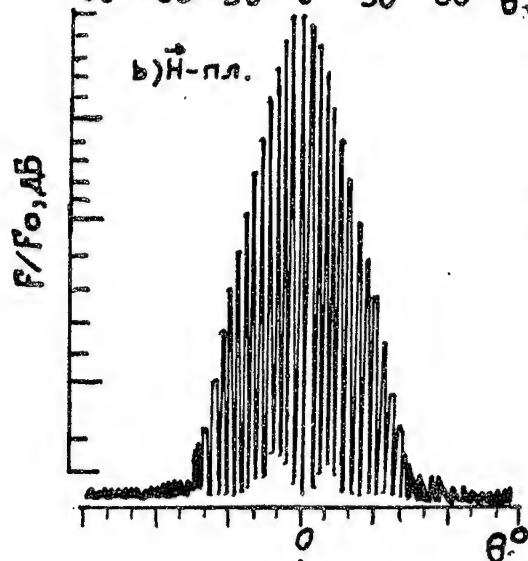
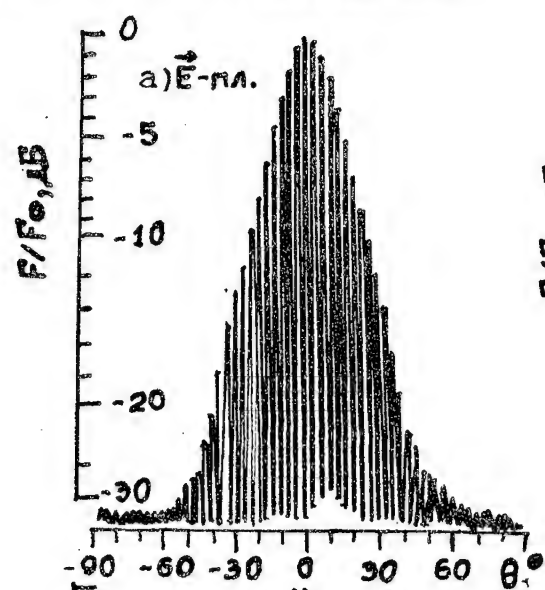


Рис. 1

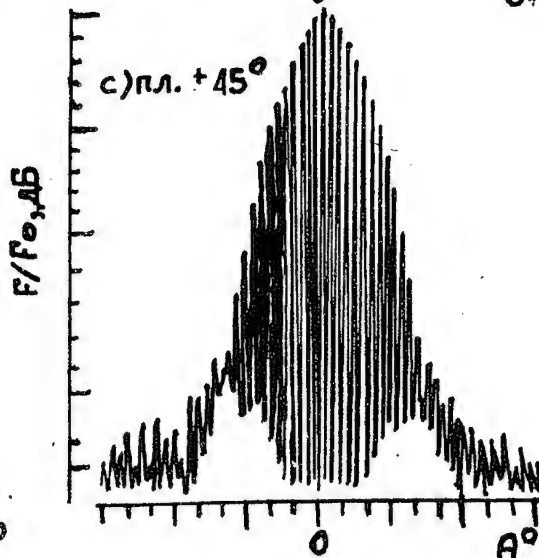
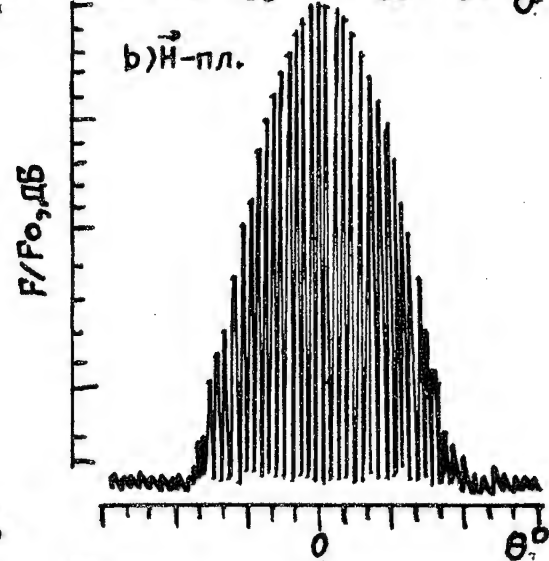
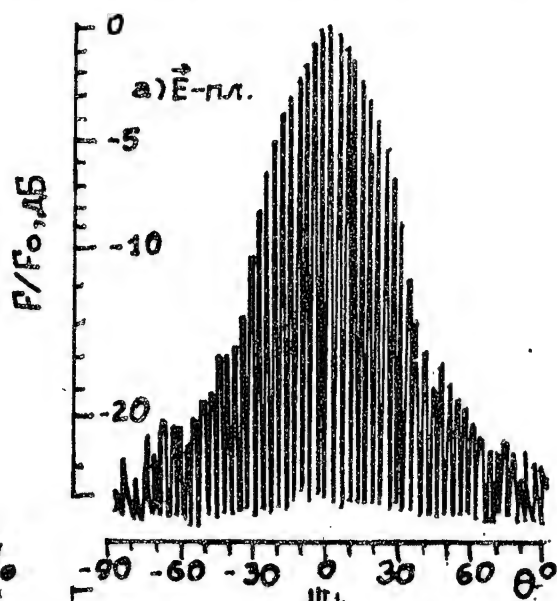


Рис. 2

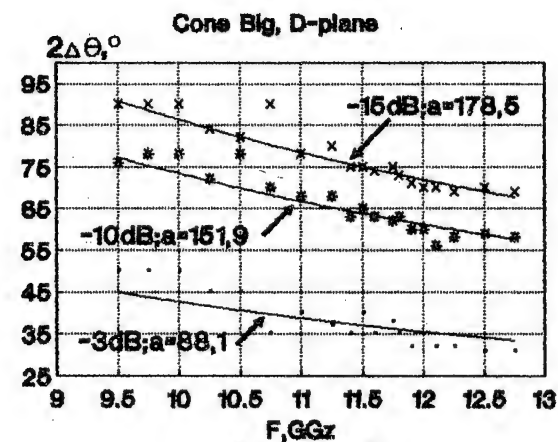
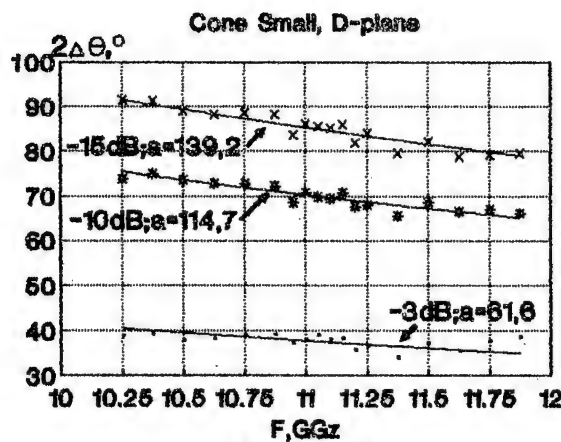
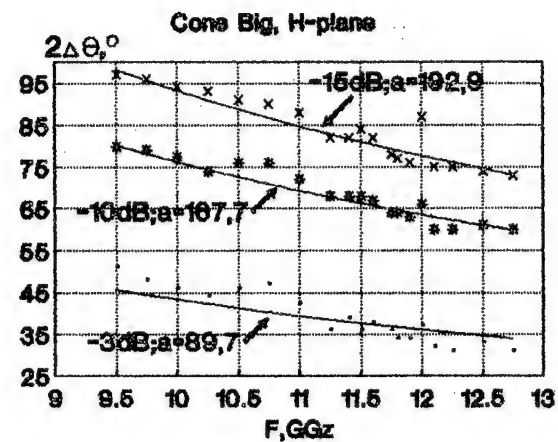
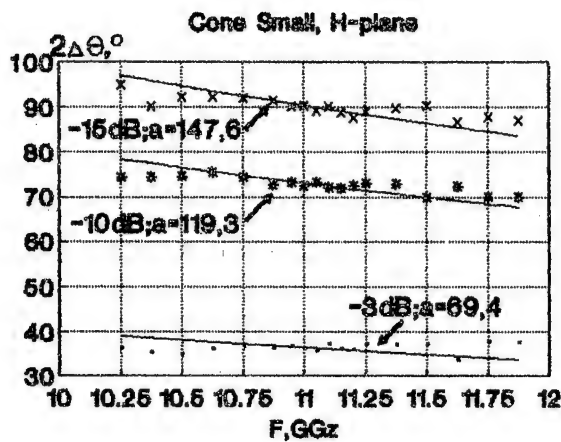
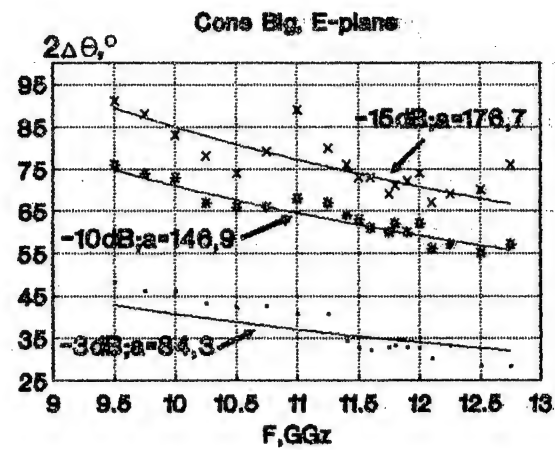
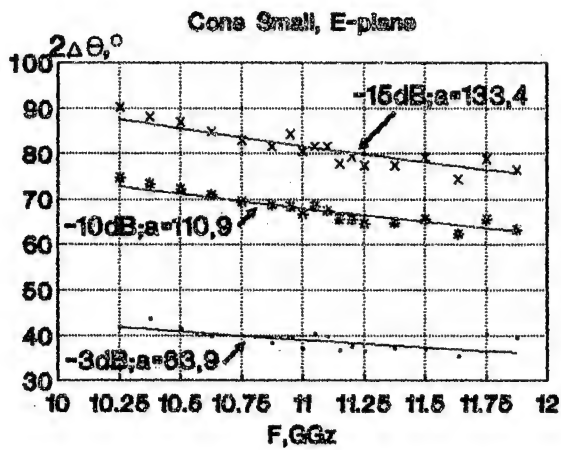


Рис.3

Рис.4

ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВИБРАТОРА, ОРИЕНТИРОВАННОГО ПЕРПЕНДИКУЛЯРНО ПРЯМОУГОЛЬНОМУ ЭКРАНУ

Н.П. Елисеева

Харьковский госуниверситет, 310077, Харьков, пл. Свободы, 4

Аннотация

Методом равномерной геометрической теории дифракции проведен анализ влияния прямоугольного идеально проводящего экрана на структуру электромагнитного поля, создаваемого элементарным электрическим вибратором, расположенным на расстоянии h над серединой экрана перпендикулярно его поверхности. Исследованы диаграммы направленности основной и кросс-поляризационной компонент поля рассматриваемой системы в разных плоскостях наблюдения при различных размерах и формах экрана для разных h .

1. Введение

Плоские прямоугольные металлические экраны, возбуждаемые электрическим вибратором, широко используются в антенной технике. Кроме того, задача возбуждения идеально проводящего тонкого экрана сферической электромагнитной волной является модельной при исследовании поля дифракции на телах более сложной формы. В связи с этим представляют интерес для практики следующие вопросы: расчет диаграмм направленности (ДН) исследуемой системы с повышенной точностью за счет учета волн первичной и вторичной дифракции с каждой из четырех кромок экрана; исследование влияния формы, размеров экрана, удаления вибратора от него на ДН системы. Расчет ДН проводился на основе численного решения интегро-дифференциальных уравнений в [1] при возбуждении квадратного экрана вибратором, расположенным перпендикулярно его поверхности. Вопрос влияния формы экрана на ДН рассматривался в [2,3] в рамках равномерной геометрической теории дифракции (РГТД) в случае возбуждения вибратором, параллельным экрану.

В данной работе методом РГТД рассчитываются ДН электрического вибратора, перпендикулярно ориентированного к прямоугольному плоскому экрану, в произвольных плоскостях наблюдения и исследуется их зависимость от геометрических параметров системы.

II. Теоретические результаты

В задаче введена декартова система координат XYZ , начало которой совпадает с серединой экрана, а оси X, Y параллельны его сторонам. Элементарный электрический вибратор расположен на оси Z на расстоянии h от бесконечно тонкого идеально проводящего экрана со сторонами W и L . На основе метода РГТД поле излучения определяем как сумму полей ГО волн и волн первичной дифракции от каждой из четырех кромок экрана и вторичной дифракции между его параллельными кромками [2]. Каждая из волн дает вклад в полное поле только в своей области света (границы света и тени ГО волн проходят по плоскостям через кромки, а дифракционных - по коническим поверхностям, выходящим из угловых точек экрана), вследствие чего ДН этих волн - разрывные функции.

Разработаны алгоритмы и программы расчета ДН основной E_θ и поперечной E_φ составляющих поля излучения анализируемой системы во всем пространстве наблюдения. На рис.1,2 представлены рассчитанные ДН основной компоненты $E_{\theta\theta}$ - графики функции $D_\theta(\theta) = E_\theta(\theta, \varphi)/E_0$, где $E_0 = IdlW_0/2\lambda r$, при $\varphi = 0, 90^\circ; 30^\circ; 45^\circ; 60^\circ$ для случаев квадратного экрана со сторонами $L = \lambda$ и 3λ , $h = 0.225\lambda$. Там же приведены ДН ГО поля (E_{GO}), полного дифракционного поля от всех четырех кромок экрана - $Edif(total)$, полей первичной дифракции от кромок 1,2 - $Edif(1,2)$, от кромок 3,4 - $Edif(3,4)$, поля вторичной дифракции - $Edif(12)$, что позволяет проследить механизм изменения картины излучения во всем пространстве в зависимости от размера экрана. На рис.3(a,b) представлены рассчитанные ДН поперечной составляющей поля - E_φ - графики функции $D_\varphi(\theta) = E_\varphi(\theta, \varphi)/E_0$ для тех же геометрических параметров системы при $\varphi = 0, 90^\circ; 30^\circ; 45^\circ; 60^\circ$. В плоскостях $\varphi = 0, 90^\circ$ ДН определяется только полем вторичной дифракции $Edif(12)$, $Edif(43)$ соответственно. На рис.3(c,d) показана зависимость ДН основной компоненты поля излучения в главных плоскостях наблюдения от удаления диполя от экрана h и от формы экрана, определяемой отношением сторон W/L . Там же приведены ДН, рассчитанные для вертикального вибратора в предположении бесконечной протяженности плоского экрана, поэтому охватывающие только переднее полупространство (кривые - infinite plane).

Из сравнения кривых $E_{\theta\theta}$ на рис.1,2 при $\varphi = 0, 90^\circ$ с результатами в [1] следует отметить их большее расхождение, чем в случае сравнения ДН в [2] при возбуждении вибратором, параллельным экрану. Анализ кривых на рис.3(c) показывает, что в случае возбуждения экрана перпендикулярным к нему вибратором, изменение расстояния между экраном и вибратором h приводит к значительному изменению ДН в переднем полупространстве и практически не влияет на ДН в заднем. Из рис.3(d) видно, что начиная с $W/L \geq 1$, ДН практически не зависят от формы экрана, чем существенно отличаются от ДН в случае экрана с параллельным к нему вибратором.

III. Заключение

Рассчитаны и исследованы ДН в случае возбуждения металлического прямоугольного экрана перпендикулярным к нему вибратором. Отмечено слабое влияния формы экрана и удаления вибратора на заднее излучение.

IV. Список литературы

1. Пименов Ю.В., Ходьков Д.А. Излучение элементарного электрического вибратора, расположенного над плоским прямоугольным экраном. Радиотехника, 1990, N11.
2. Горобец Н.Н., Елисеева Н.П. Алгоритмы и программы расчета характеристик направленности вибраторных антенн с плоским экраном. Материалы 2-ой Крымской конференции "СВЧ - техника и спутниковый прием", Севастополь, 8-10 октября 1992 года, с.549-554.
3. Горобец Н.Н., Елисеева Н.П. Анализ кросс-поляризованного излучения вибратора над плоским экраном. Материалы 5-ой Крымской конференции "СВЧ -техника и спутниковые телекоммуникационные технологии", Севастополь, 25-27 сентября 1995, с.370-373.

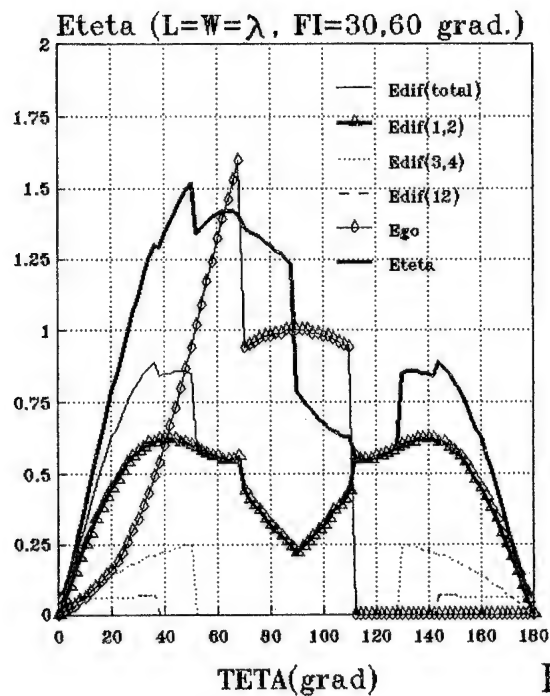
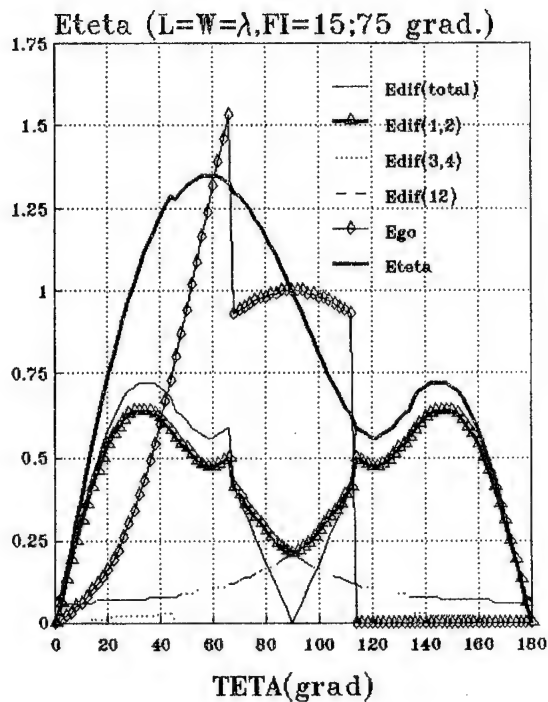
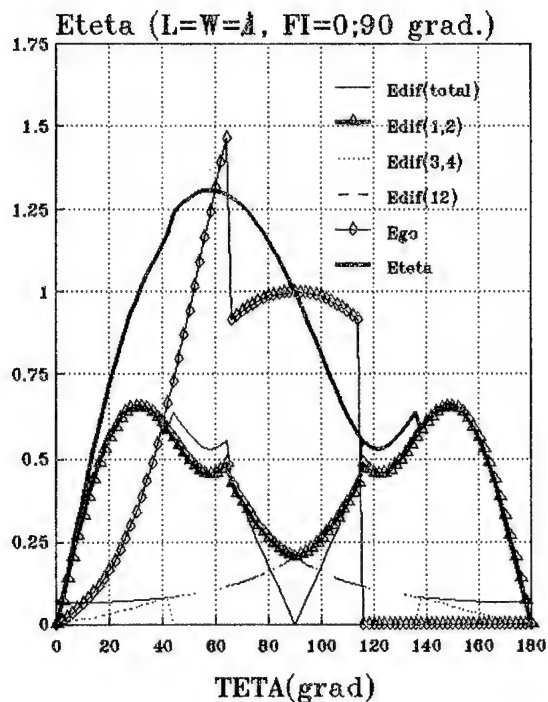
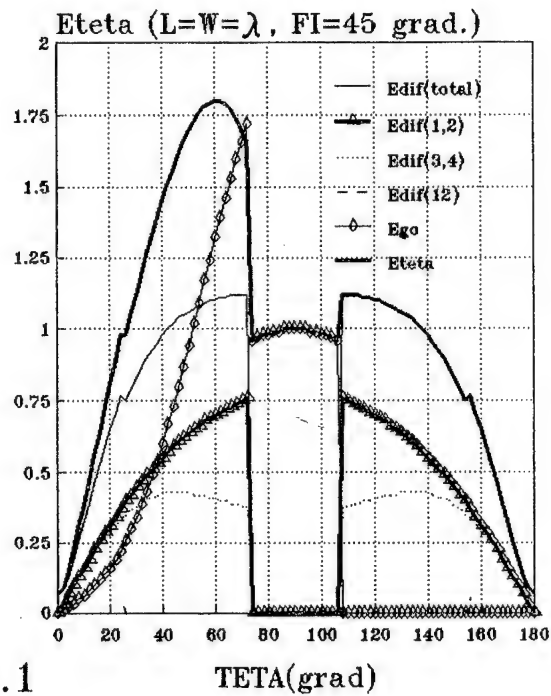


Рис.1



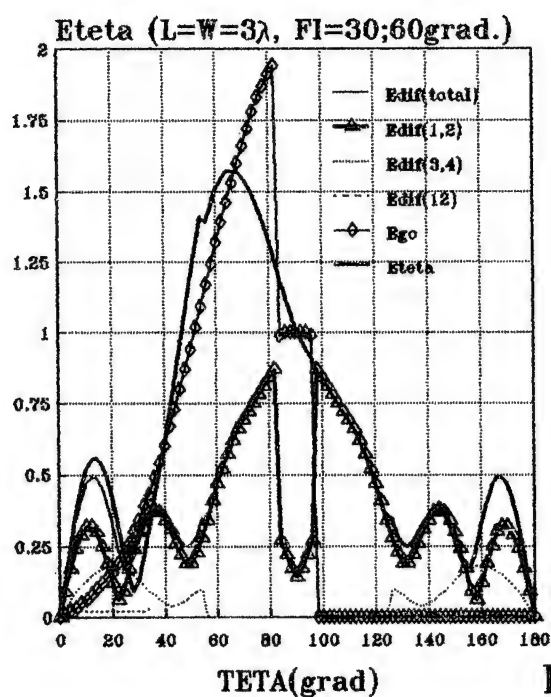
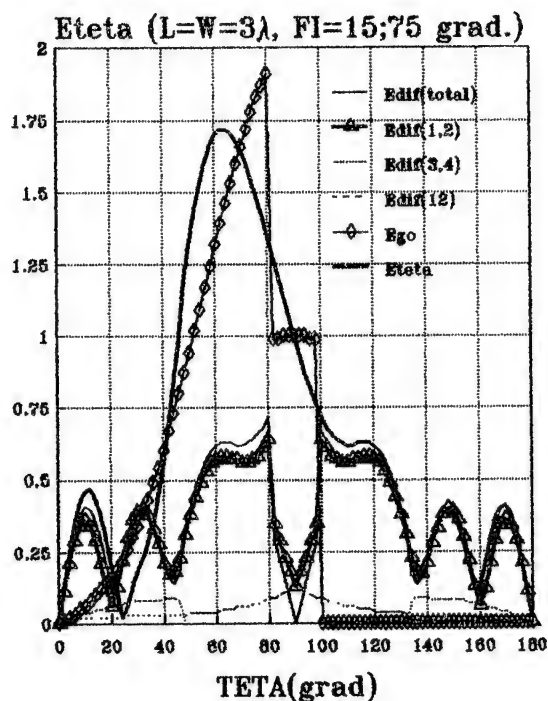
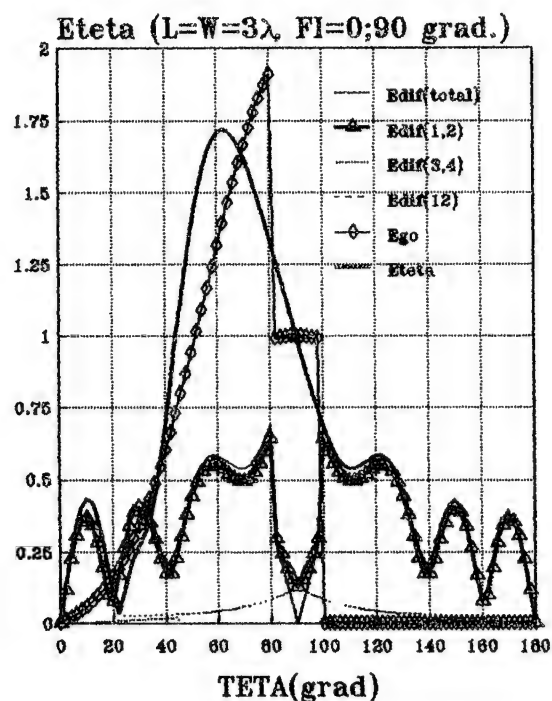
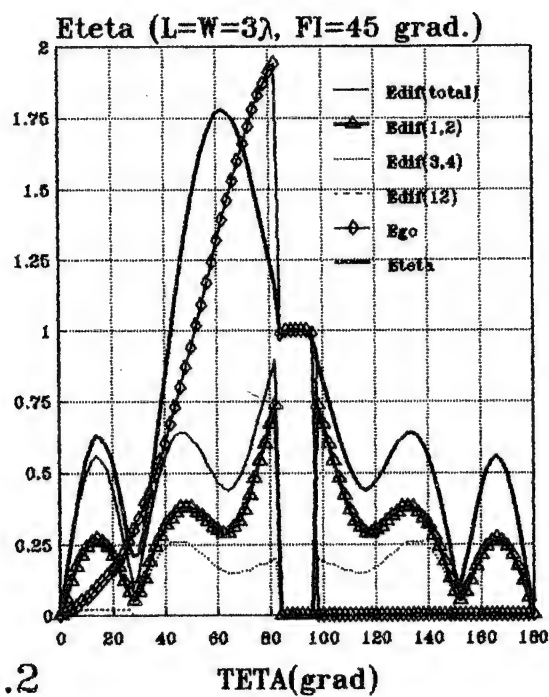


Рис.2



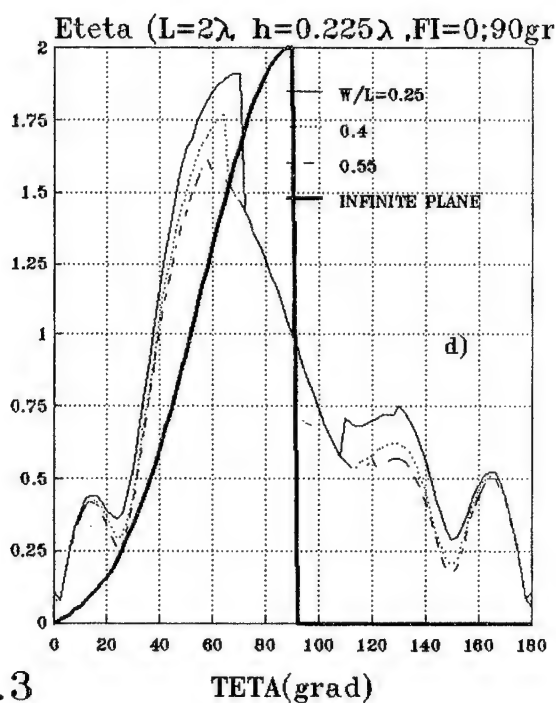
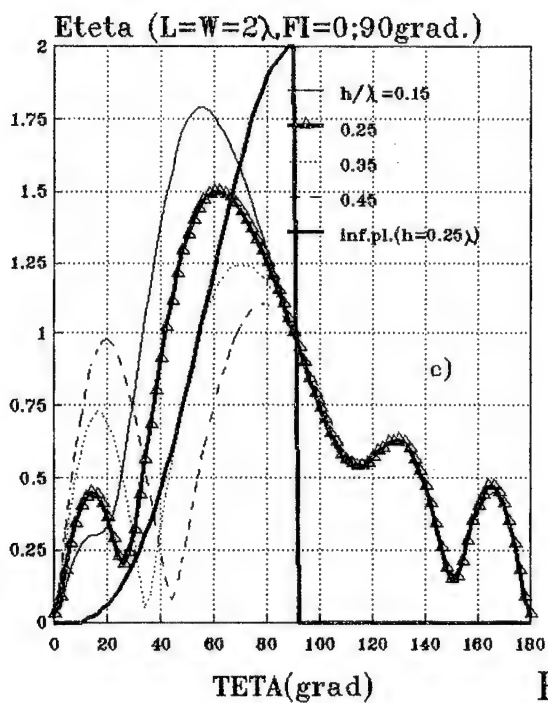
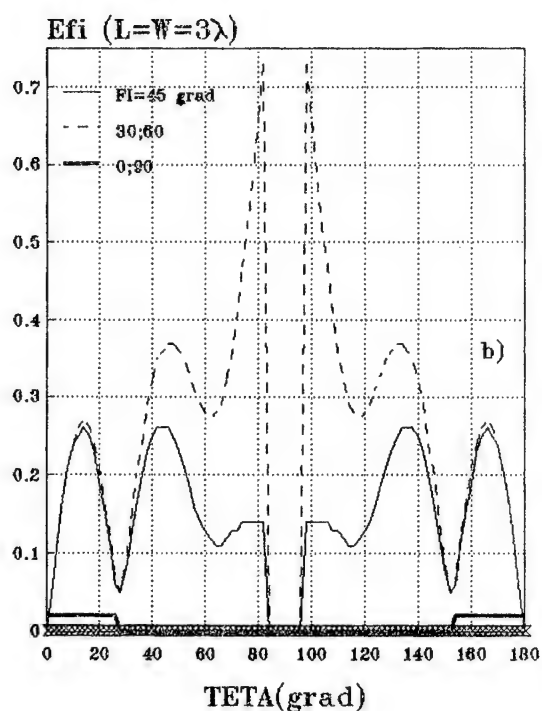
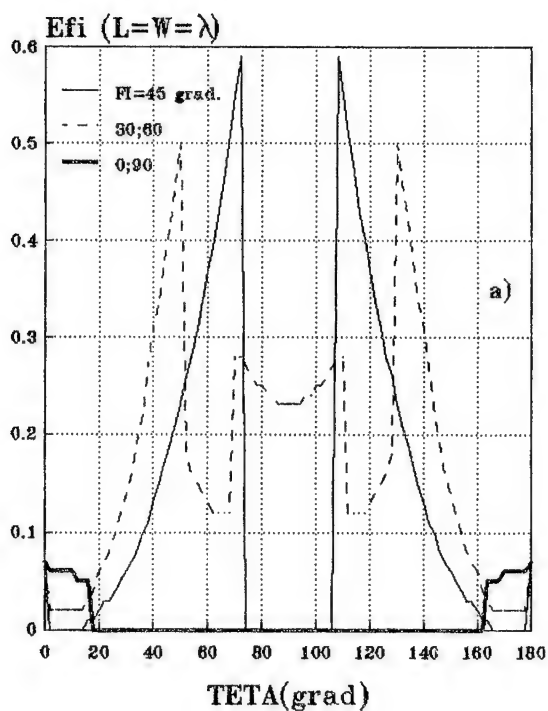


Рис.3

МОДЕЛИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В АПЕРТУРЕ ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ С УЧЕТОМ ГЕОМЕТРИИ МАЛОГО ЗЕРКАЛА

Лобкова Л.М., Пирог А.В., Голиков К.А., Вовк А.В.
Сев.ГТУ, 335053, Севастополь, Стрелецкая балка

Аннотация - На основе геометрической теории дифракции проведено исследование пространственной поляризации структуры поля излучения двухзеркальной антенны Кассегрена, обусловленного влиянием амплитудно-фазовых распределений поля как в апертуре облучателя, так и на малом зеркале. Представлены результаты компьютерного анализа аппроксимации поля в апертуре большого зеркала, а так же приведены результаты теоретических расчетов и их сравнение с результатами эксперимента.

I. Введение

В настоящее время получены строгие решения для разнообразных вариантов дифракционных антенн Б.Е. Кинбером [1,2] и другими авторами, однако на основании этих решений трудно создать инженерные методы расчета этих антенн. Существующие типы двухзеркальных антенн строятся, главным образом, на использовании длиннофокусных зеркал при основном требовании получения максимального значения коэффициента усиления. Однако, развитие спутниковых систем связи привело к необходимости пересмотреть критерии оптимального выбора геометрических параметров антенны, уделяя особое внимание ее шумовым характеристикам и коэффициенту рассеяния. Все сказанное обусловило переход к короткофокусным зеркалам, однако при этом возникает сложнейшая задача создания облучающей системы. Поэтому была предпринята попытка теоретического и экспериментального исследования двухзеркальных антенн и разработки инженерного метода расчета

II. Основная часть

Проведем анализ поля излучения антенны Кассегрена [3] по основной поляризации, которая задана функцией $E_y(\rho_3, \varphi_3)$, где ρ_3 и φ_3 - полярные координаты в пределах круглого раскрыва параболической антенны с вырезанной центральной площадкой с диаметром d_m .

Составляющие поля излучения $E_\theta(\theta, \varphi)$ и $E_\varphi(\theta, \varphi)$ представляются в виде:

$$E_\theta(\theta, \varphi) = \frac{jk}{2\pi} \cdot \sin \varphi \cdot \cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \int_0^{\frac{d_6}{2}} \int_{\frac{d_m}{2}}^{\frac{d_6}{2}} E_y(\rho_3, \varphi_3) \cdot \exp[jk\rho_3 \cdot \sin \theta \cdot \cos(\varphi_3 - \varphi)] \rho_3 d\rho_3 d\varphi_3, \quad (1)$$

$$E_\varphi(\theta, \varphi) = \frac{jk}{2\pi} \cdot \cos \varphi \cdot \cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \int_0^{\frac{d_6}{2}} \int_{\frac{d_m}{2}}^{\frac{d_6}{2}} E_y(\rho_3, \varphi_3) \cdot \exp[jk\rho_3 \cdot \sin \theta \cdot \cos(\varphi_3 - \varphi)] \rho_3 d\rho_3 d\varphi_3, \quad (2)$$

Соотношения (1) и (2) в подынтегральном выражении содержат сложную функцию $E_y(\rho_3, \varphi_3)$, которая существенно зависит от геометрии малого зеркала. Для дальнейшего интегрирования было проведено моделирование $E_y(\rho_3, \varphi_3)$ в результате которого были найдены аппроксимационные функции в виде:

$$E_y(\rho_3, \varphi_3) = E_y(\rho_3, \varphi_3 = 0^\circ) + [E_y(\rho_3, \varphi_3 = 90^\circ) - E_y(\rho_3, \varphi_3 = 0^\circ)] \cdot \sin^2 \varphi_3, \quad (3)$$

Соотношение (3) позволяет в формулах (1) и (2) выполнить интегрирование по $d\varphi_3$ и свести (1) и (2) к интегрированию только по $d\rho_3$.

По аналогии с вышеизложенным были рассмотрены также аппроксимации $E_y(\rho_3, \varphi_3)$ в зависимости от изменения эксцентриситета e и фокусного расстояния f малого зеркала.

III. Заключение

На основании численного моделирования удалось получить аппроксимации для $E_y(\rho_3, \varphi_3)$, представленные на рис. 1(а, б, в, г), где по оси абсцисс отложена полярная координата φ_3 . Анализ полученных результатов показал хорошее совпадение реальных распределений с их аппроксимацией.

На основании полученных аппроксимаций $E_y(\rho_3, \varphi_3)$ по формулам (1) и (2) были проведены численные расчеты ДН в Е и Н плоскостях которые представлены на рис. 2, а так же изображены экспериментальные ДН. Совпадение результатов эксперимента оправдывает выбранную методику моделирования полей в апертуре большого зеркала.

IV. Список литературы

- [1] Кинбер Б.Е., О роли дифракции на краях зеркала в боковом излучении: - Радиотехника и Электроника, 1961, N4, с. 545-558.
- [2] Боровиков В.А., Кинбер Б.Е., Геометрическая теория дифракции. - М.: Связь, 1978.- 248с.
- [3] Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н., Антенны УКВ, часть 2. М.: Связь, 1977, 288с.

SIMULATION OF MAGNITUDE-PHASE DISTRIBUTIONS IN APERTURES OF DUAL-REFLECTOR AERIAL IN VIEW OF CONTRREFLECTOR GEOMETRY

Lobkova L.M., Pirog A.A., Golikov K.A., Vovk A.B.
Sevastopol State Technical University
Studgorodok, Sevastopol-335053, Ukraine

The extensive circle of tasks which are being soluble by means of communication systems, makes important to produce the antenna systems for different purposes. Reflector antennas - the most widespread type of antennas - are the mainly applied. The analysis of radiation characteristics of such systems, especially of dual-reflector antennas, requires the repeating recurrences of numerical integration procedures. However, it is possible to account the character of underintegral equations after changing them on analytically intergrated functions. That permits to reduce the time of account of such task on computer without loss of accuracy. The results of such work are shown in paper for dual-reflector antennas of Gregory and Kassegrain.

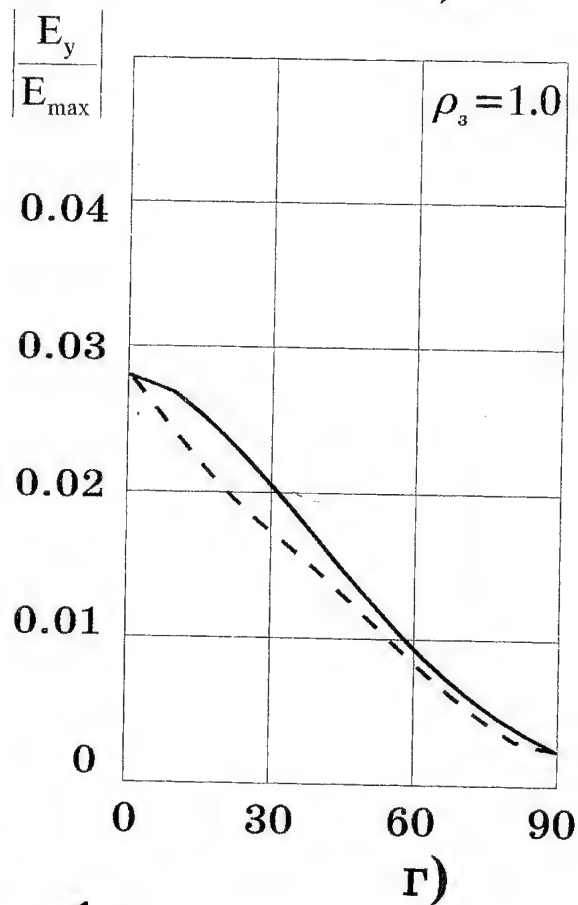
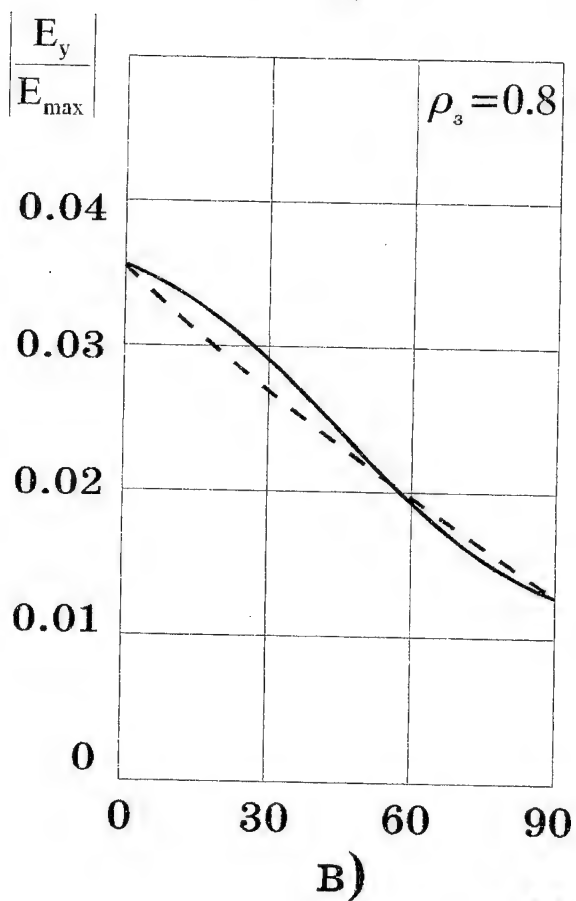
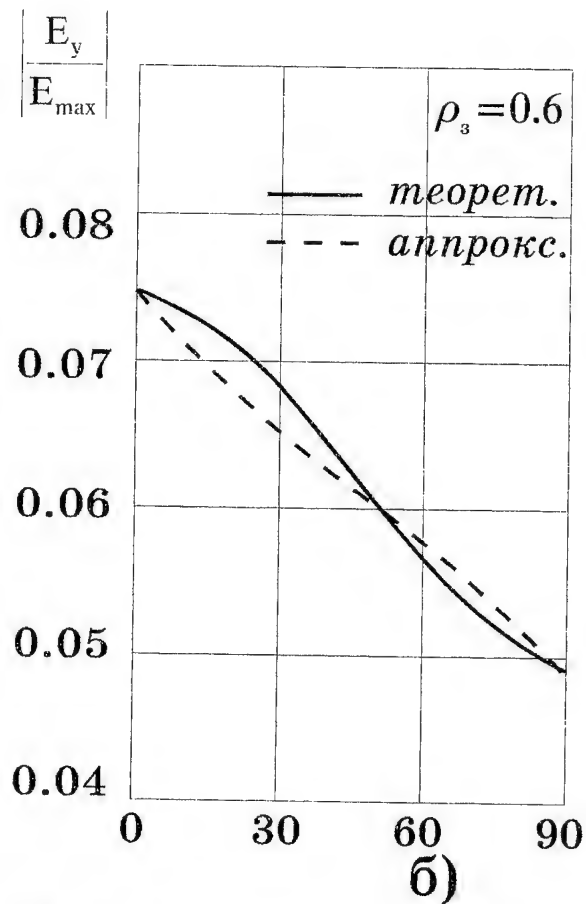
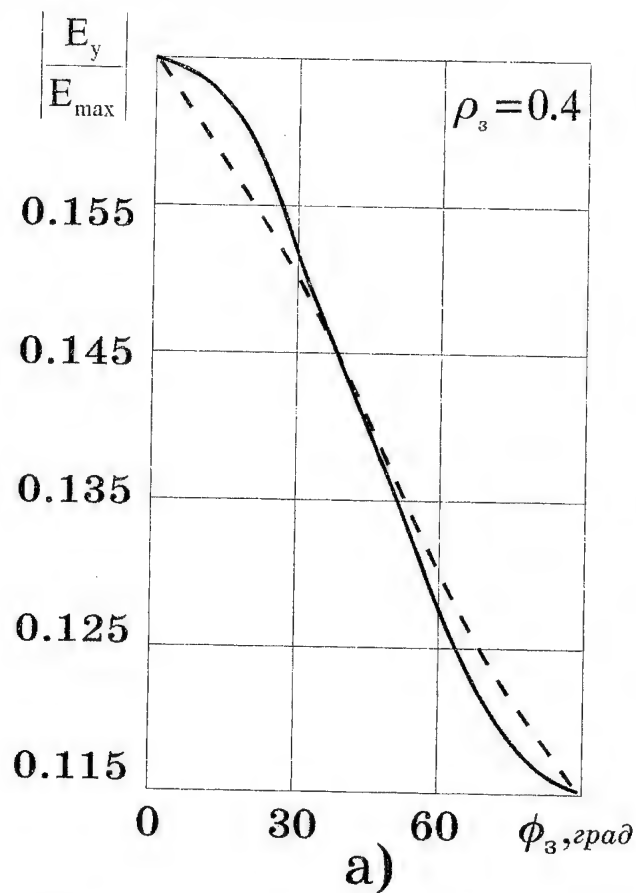


Рис. 1

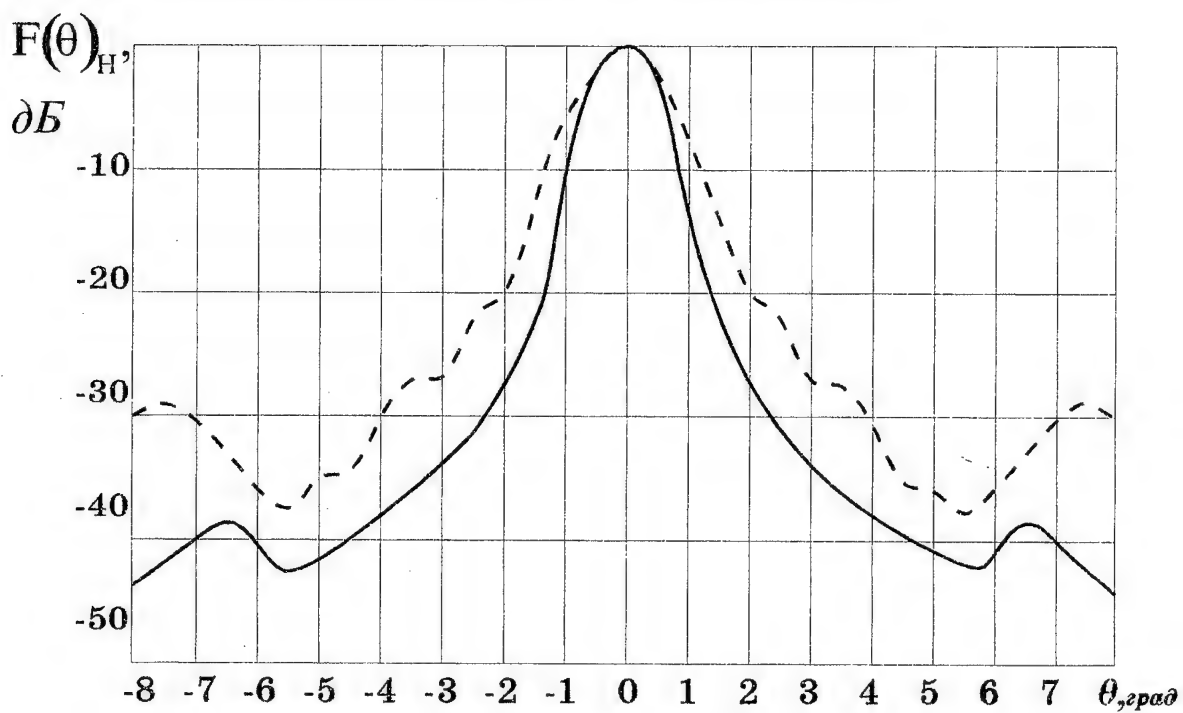
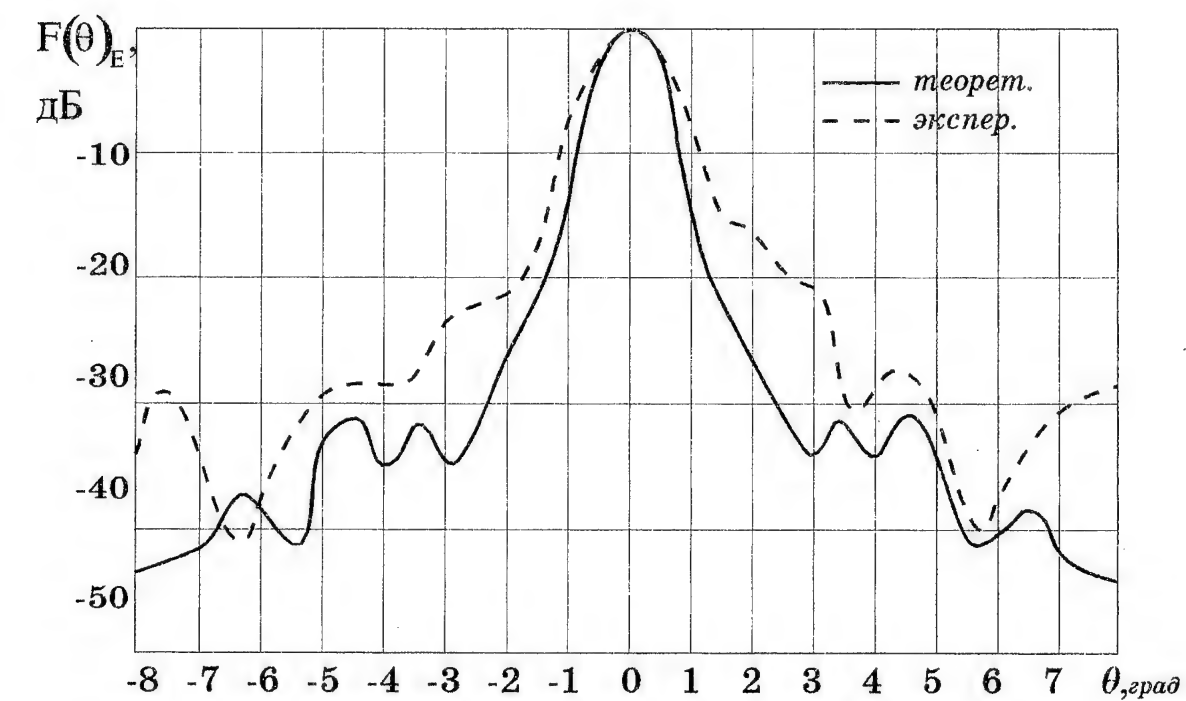


Рис. 2

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУХЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН В ПРИБЛИЖЕНИИ ФРЕНЕЛЯ

Лобкова Л.М., Савочкин А.А., Ступаков Г.В.,
Севастопольский государственный технический университет

Аннотация - На основе методов геометрической теории дифракции разработана методика расчета основных характеристик двухзеркальных антенн, учитывающая эффекты, возникающие при взаимной близости расположения всех элементов антенны. На основании разработанной математической модели проведен теоретический анализ характеристик двухзеркальных антенн Грегори и Кассегрена и осуществлена оптимизация их облучающих систем. В качестве примера представлены результаты, полученные для антенн Грегори и Кассегрена с параболическим зеркалом диаметром $67,2 \lambda$ при отношении фокусного расстояния к диаметру $F/D=0,36$.

I. Введение

Целью данного исследования явилось обоснование выбора облучающей системы двухзеркальной антенны, построенной на основе большого зеркала параболического типа. Разработанный пакет программ расчета характеристик двухзеркальной антенны позволял рассчитать следующие характеристики:

- амплитудно-фазовое распределение (АФР) поля в апертуре основного зеркала с определением максимального значения величины напряженности электрического поля;
- коэффициент использования поверхности (КИП), определяемый по характеру АФР с учетом величины затенения основного зеркала малым;
- диаграммы направленности (ДН) всей антенны с определением величины напряженности электрического поля в направлении главного максимума.

II. Теоретические результаты

В качестве облучающей системы основного зеркала были предложены варианты, в основе которых лежат двухзеркальные схемы Кассегрена (малое зеркало гиперболического типа) и Грегори (малое зеркало эллиптического типа). Облучающие системы таких типов обладают рядом стандартных, см. например [1], геометрических параметров.

В качестве независимых были выбраны два параметра - эксцентриситет e и диаметр d малого зеркала. При этом диапазон изменений эксцентриситета определялся из области реально используемых на практике значений от 1,2 (наиболее плоское зеркало) до 2 (наиболее выпуклое зеркало) для антенны Кассегрена и от 0,555 (наиболее выпуклое зеркало) до 0,769 (наиболее плоское зеркало) для антенны Грегори. Диапазон изменений диаметра малого зеркала определялся из условия максимально допустимой величины затенения основного зеркала малым (от $0,08D$ до $0,2D$).

Кроме геометрических, в процессе оптимизации осуществлялось изменение электрических (определяющих характер амплитудно-фазового распределения поля в апертуре первичного облучателя) параметров q и k . При этом первичный облучатель рассматривался как круглая плоская апертура диаметром $2b$, возбужденная линейно поляризованным полем с осесимметричным АФР вида:

$$E(\rho') = E_0(1 - q\rho'^2)\exp(-jk\rho'^2),$$

где $\rho' = \rho_{\text{текущее}}/b$.

Расчет АФР на ПЭВМ 486DX2-66 требовал около 0,5 минуты. Программы были составлены на языке FORTRAN 5.0. Малое расчетное время позволило провести расчеты для значительного количества сочетаний геометрических параметров.

Результаты обработки полученных распределений показаны на рис.1, где представлена динамика изменения величины максимальной фазовой ошибки и уровня облучения края зеркала для всех сочетаний эксцентриситета и диаметра малого зеркала.

Необходимо отметить, что изменение геометрических параметров было произведено также для различных соотношений параметров первичного облучателя (b , q , k). При этом b изменялся в пределах от $0,5\lambda$ до $1,5\lambda$ с шагом λ . Для q исследовались следующие варианты: $q=0$, $q=0,5$, $q=1$, а для k : $k=1,57$, $k=0$, $k=1,57$, $k=3,14$.

Анализ АФР при изменении данных параметров показал, что критерию максимума учитываемых параметров соответствуют следующие значения: $q=0$, $k=1,57$. Таким образом, на основании полученных данных сформулированы требования к характеристикам первичного облучателя.

Расчетные ДН для наиболее оптимального сочетания параметров для двух типов антенн представлены на рис.2.

III. Результаты эксперимента

Целью экспериментальных исследований явилось подтверждение результатов теоретических расчетов параметров облучающей системы при построении оптимального варианта двухзеркальной антенны.

В ходе данного этапа определялась зависимость параметров ДН всей двухзеркальной антенны в целом от параметров облучающей системы. Оценка производилась для уровня бокового излучения и коэффициента усиления (КУ) антенны. При этом КУ определялся сравнительным методом.

На основании экспериментальных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Существует оптимальное (экспериментально уточняемое) местоположение первичного облучателя.

2. Это месторасположение отличается от расчетного (оптимизированного по КИП). Причем облучатель необходимо приближать к контррефлектору.

3. При построении облучающей системы желательно использовать большие (порядка $0,15D$) размеры малого зеркала. При этом с увеличением диаметра малого зеркала происходит увеличение КИП (расширение ДН облучающей системы), однако, необходимо контролировать величину уровня бокового излучения результирующей ДН, которая при этом также увеличивается.

Значения оптимизированных параметров составили для антенн Грегори и Кассегрена соответственно: ширина ДН по уровню -3 дБ -1 град; уровень бокового излучения $-27,5$ дБ и -26 дБ; коэффициент усиления $43,5$ дБ и 44 дБ.

IV. Заключение

В ходе теоретического, а затем и экспериментального исследований были получены оптимальные значения параметров облучающей системы двухзеркальных антенн Грегори и Кассегрена. Показано, что использование математической модели, построенной на основе методов, учитывающих взаимную близость расположения всех элементов антенны позволяет более точно (в сравнении с традиционно используемыми инженерными методиками, в основе которых лежит геометрооптическое приближение) выбирать параметры облучающей системы, соответствующие оптимальным значениям характеристик излучения таких антенн.

V. Список литературы

[1] Айзенберг Г.З. и др. Антенны УКВ. т.2, - М: Сов.радио.-1977, 257 с.

DETERMINATIONS OF RADIATION CHARACTERISTICS OF DUAL-REFLECTOR AERIAL IN FRISHNEL APPROACH

Lobkova L.M., Savochkin A.A., Stupacov G.V.

Sevastopol State Technical University, Studgorodok, Sevastopol-335053, Ukraine

The satisfaction electromagnetic compatibility requirements, achievement quality parameters maximum of communication satellite systems is basically stimulated by the characteristics of aerials which are applied to these systems. The optimization of noise Q of such aerials, in particular constructed on dual-reflector outline, is impossible without account of effects, stimulated by vicinities of arrangement of all the device elements. The method of account of radiation characteristics of Gregory and Kassegrain dual-reflector aerials, which has been carried out on the basis of physical optics principles is presented in this paper. This method gave a possibility to determine the influence of the near zone arrangement of the radiation system elements on radiation characteristics of the whole aerial. The results of the experimental researches prove the theoretical assumptions.

Параметры АФР антенны Грегори а) и антенны Кассегрена б)

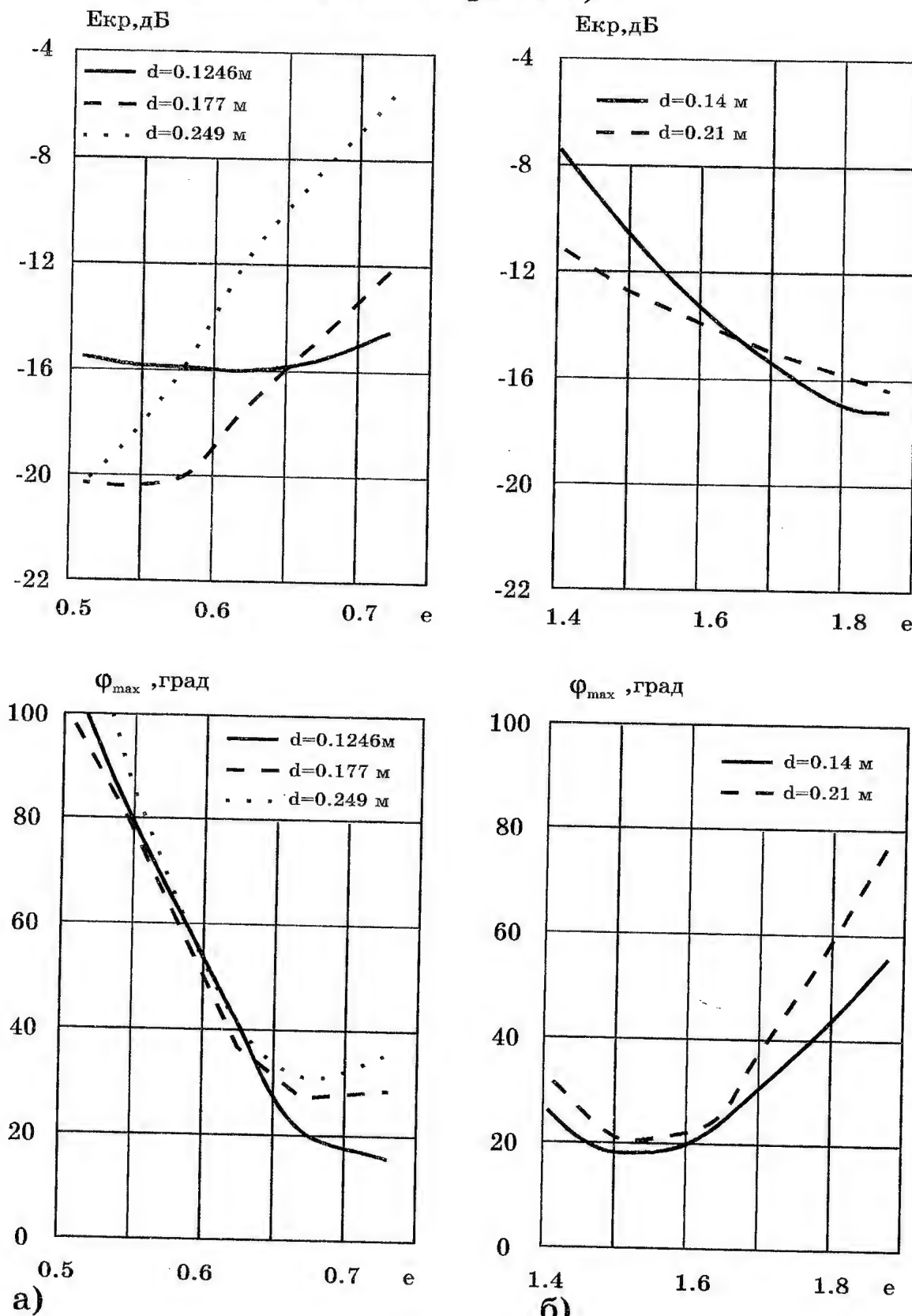


Рис. 1

Диаграммы направленности антенны
Грегори а) и антенны Кассегрена б)

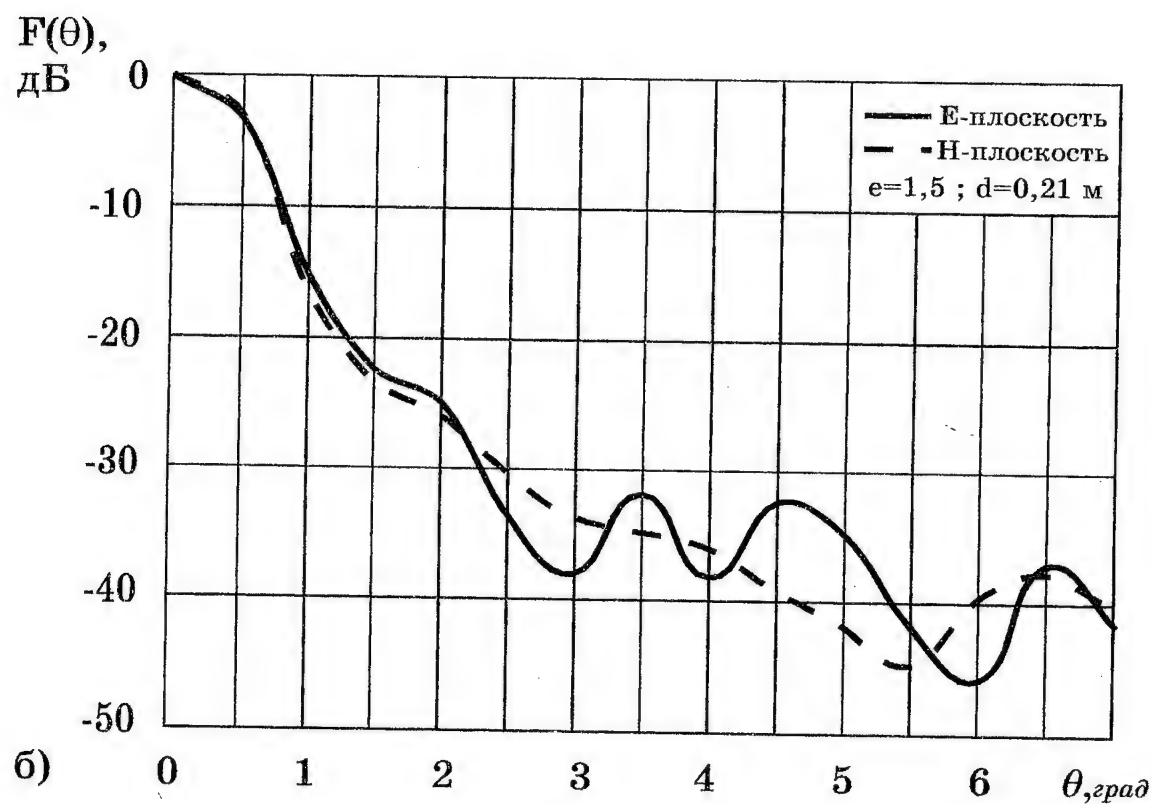
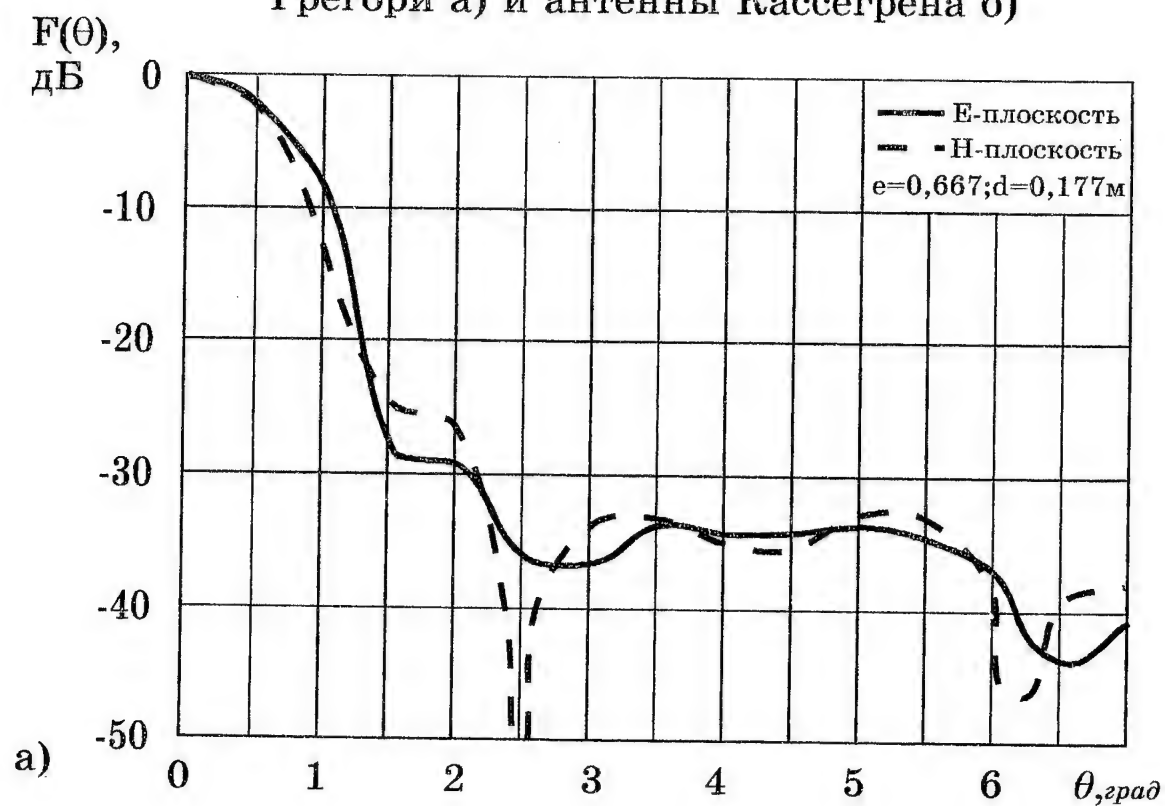


Рис.2

МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАМОЧНЫХ АНТЕНН

Лобкова Л.М., Проценко М.Б., Посный О.А.
СГТУ, 335053, Севастополь, Стрелецкая балка

Аннотация - Построена модель круглой рамки произвольных геометрических размеров, при этом распределение токов принималось аналогичным распределению токов вдоль замкнутой на конце линии; выведены формулы для составляющих поля излучения рамочной антенны.

I. Введение

Рамочные антенны, наряду с симметричными вибраторами, применяются для создания антенных систем подвижных объектов. Однако, в инженерных методах расчета этих антенн используются два крайних варианта рамок: либо их периметр много меньше λ , либо равен λ ; при этом в частотном диапазоне наблюдается изменение как характеристик излучения, так и входного сопротивления.

В виду вышеизложенного возникла необходимость исследовать рамочную антенну при произвольных геометрических параметрах.

II. Основная часть

Пусть круглая рамка расположена в декартовой системе координат в плоскости XY (см. рис.1), тогда ток, протекающий по кольцу можно представить в виде:

$$I_K(\xi) = I_0 \cdot \cos[k \cdot (l - \xi)],$$

где координата ξ отсчитывается вдоль кольца и равна $\xi = R \cdot \varphi_K$, $l = \pi \cdot R$, где R - радиус рамки, φ_K - полярный угол в плоскости рамки, I_0 - ток в пучности.

Также можно записать:

$$I_K(\xi) = I_0 \cdot \cos[k \cdot R(\pi - \varphi_K)]; dl = R \cdot d\varphi_K.$$

Из рис.1 следует, что составляющие тока I_X и I_Y определяются соотношениями:

$$I_X(\xi) = -I_0 \cdot \cos[kR \cdot (\pi - \varphi_K)] \cdot \sin(\varphi_K),$$

$$I_Y(\xi) = I_0 \cdot \cos[kR \cdot (\pi - \varphi_K)] \cdot \cos(\varphi_K).$$

По известным распределениям токов I_X и I_Y , можем найти составляющие электрического поля в сферической системе координат на основании соотношений:

$$\vec{H} = a_H \cdot \text{rot} \vec{A}, \vec{E} = a_E \cdot \text{rot}(\text{rot} \vec{A}), \quad (1)$$

где A - векторный потенциал.

Анализ (1) показал, что поле \vec{E} имеет только составляющие E_θ и E_φ . Проведем анализ поля dE_θ^X , обусловленного током I_X :

$$\begin{aligned} dE_\theta^X &= -a_E I_X(\xi) \cos(\Theta) \cos(\varphi) \cdot \frac{e^{-jkr_e}}{r_e} \cdot d\xi = \\ &= -E_{\theta 0} \cdot \cos(kR \cdot [\pi - \varphi_K]) \cdot \sin(\varphi_K) \cdot \frac{e^{-jkr_e}}{r_e} \cdot R \cdot d\varphi_K, \end{aligned} \quad (2)$$

$$\text{где } E_{\theta 0} = a_K \cdot \cos(\Theta) \cdot \cos(\varphi), r_e = r - R \cdot \sin(\Theta) \cdot \cos(\varphi - \varphi_K)$$

После преобразования (2) получим

$$E_{\Theta}^X = -E_{\Theta 0} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot \int_0^{2\pi} e^{jkr \sin(\Theta) (\cos(\varphi) \cos(\varphi_k) + \sin(\varphi) \sin(\varphi_k))} \times \\ \times \sin(\varphi_k) \cdot \cos[kR \cdot (\pi - \varphi_k)] d\varphi_k. \quad (3)$$

Результат интегрирования (3) можно представить в виде:

$$E_{\Theta}^X = 2\pi \cdot \cos(\Theta) \cdot \cos(\varphi) \cdot \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cdot I_1(kR \cdot \sin(\Theta)),$$

где $I_1(\alpha)$ - функция Бесселя от мнимого аргумента.

Аналогичные соотношения получены для E_{Θ}^Y , E_{Θ}^X , E_{Θ}^Y . Окончательное выражение для E_{Θ} можно записать в виде:

$$E_{\Theta} = E_{\Theta}^Y + E_{\Theta}^X = \sqrt{2\pi} [I_{m1}(c) \sin(b + m_1\varphi) - I_{m2}(c) \sin(b - m_2\varphi)] \cos(\Theta) \sin\left(\frac{\pi}{4} + \varphi\right) \quad (4)$$

где: $m_1 = 1 - a$; $m_2 = 1 + a$, $a = kR$; $b = kR\pi$, $c = kR \cdot \sin(\Theta)$.

По аналогии с (4) представляется формула и для E_{φ} .

III. Заключение

На основании проведенных численных расчетов установлены следующие особенности поведения составляющих E_{Θ} и E_{φ} :

1. Как следует из рис.2, для E_{φ} в азимутальной плоскости круговая диаграмма направленности имеет место только при $a \leq 0,1$; с увеличением a появляется неравномерность в ДН направлении $\varphi = \frac{\pi}{2}$, а при $a = 1$, излучение отсутствует. Как следует из рис.3 при $a > 1$ ДН приобретает многолепестковый характер.
2. В угломестной плоскости (ZX) как следует из рис.4 при $a = 0,1$ и при $\Theta = 0$ присутствует поле E_{Θ} , хотя на практике считают, что $E_{\Theta}(\Theta = 0) = 0$, что не верно. Динамика изменения E_{Θ} при изменении a представлена также на рис.4.

На рис.5 изображена структура E_{Θ} при изменении a от 0,1 до 1. Из рис.5 следует, что E_{Θ} в этой плоскости не зависит от a .

Полученные результаты позволяют выбрать оптимальные значения a при построении круговых рамок.

THE THEORETICAL RESEARCHES OF FRAME AERIALS

Lobkova L.M., Protsenko M.B.

Sevastopol State Technical University

Streletskaya bay, Studgorodok, Sevastopol-335053, Ukraine

Alongside with the linear electrical vibrators, the round framework closed aerials are widespread at the present time. They permit to realize the technical opportunities of radio receivers fully. At a high approximation accuracy of current distribution by cosinus-function in the frame aerial, it is better to use the theory of long lines for account of aerial characteristics. By means of the well-known distribution of currents in frame aerial the significance of vector-potential is calculated. The received equations are used for account of radiation capacity and resistance. On the base of electrostatic analysis the wave resistance of the aerial was calculated. The analysis of radiation characteristics with account of the field polarization structure and input resistance in the wide limits of changes of antenna geometry parameters was conducted.

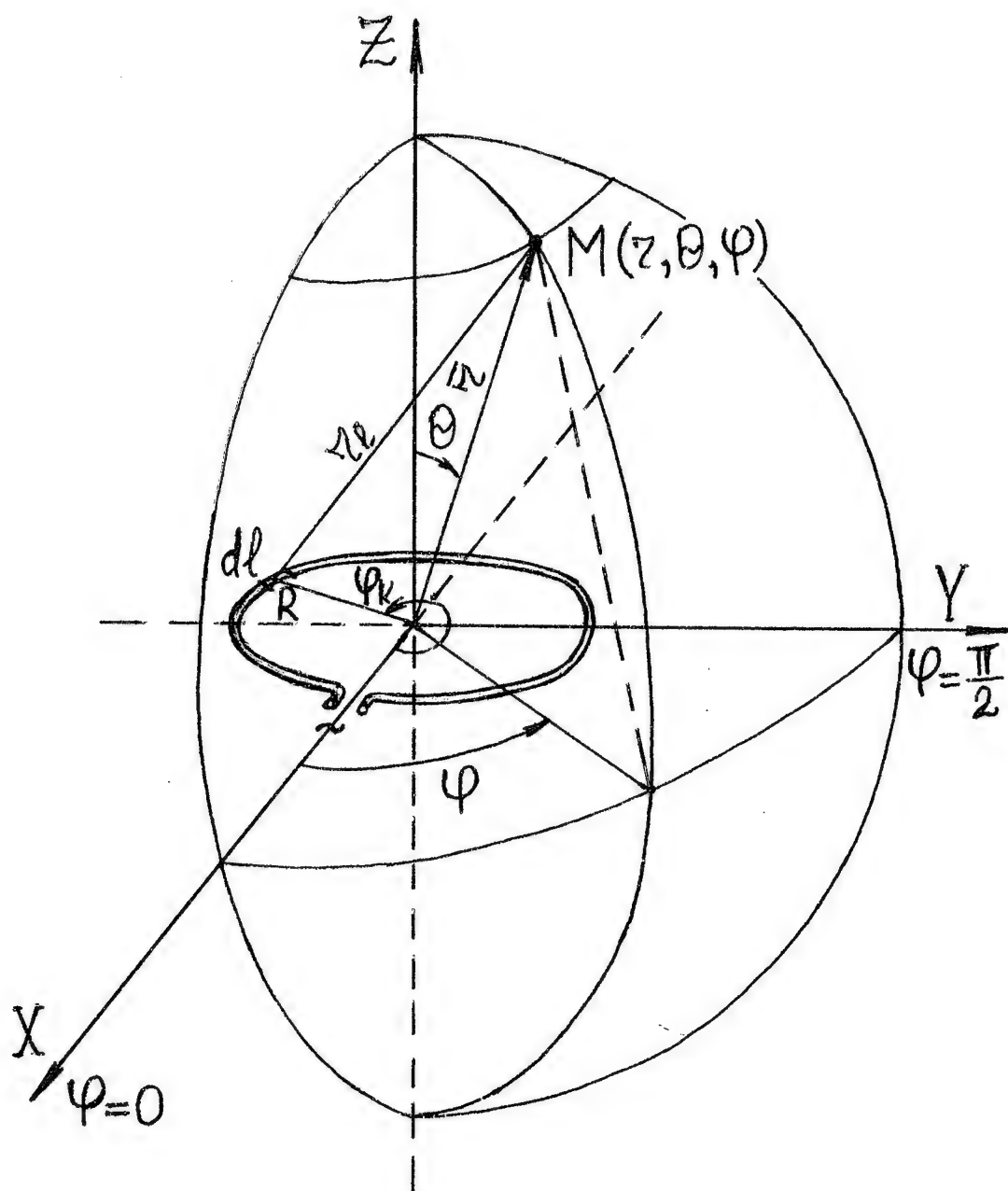
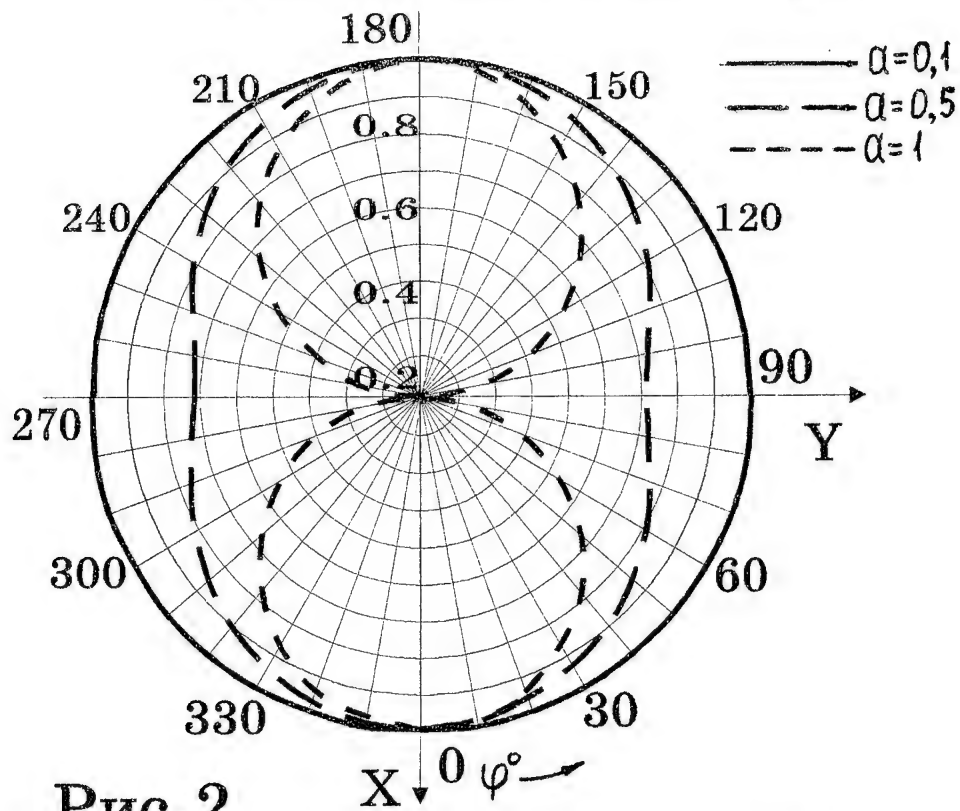
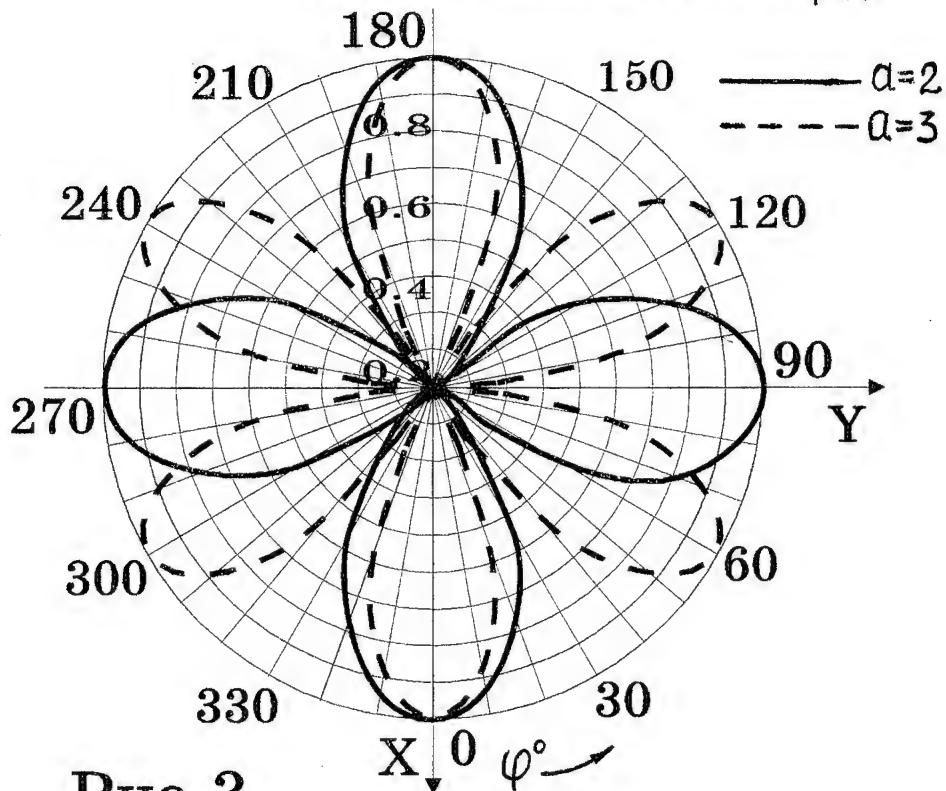


Рис. 1

ДН составляющей $E_{\varphi}(\varphi)$



ДН составляющей $E_{\varphi}(\varphi)$



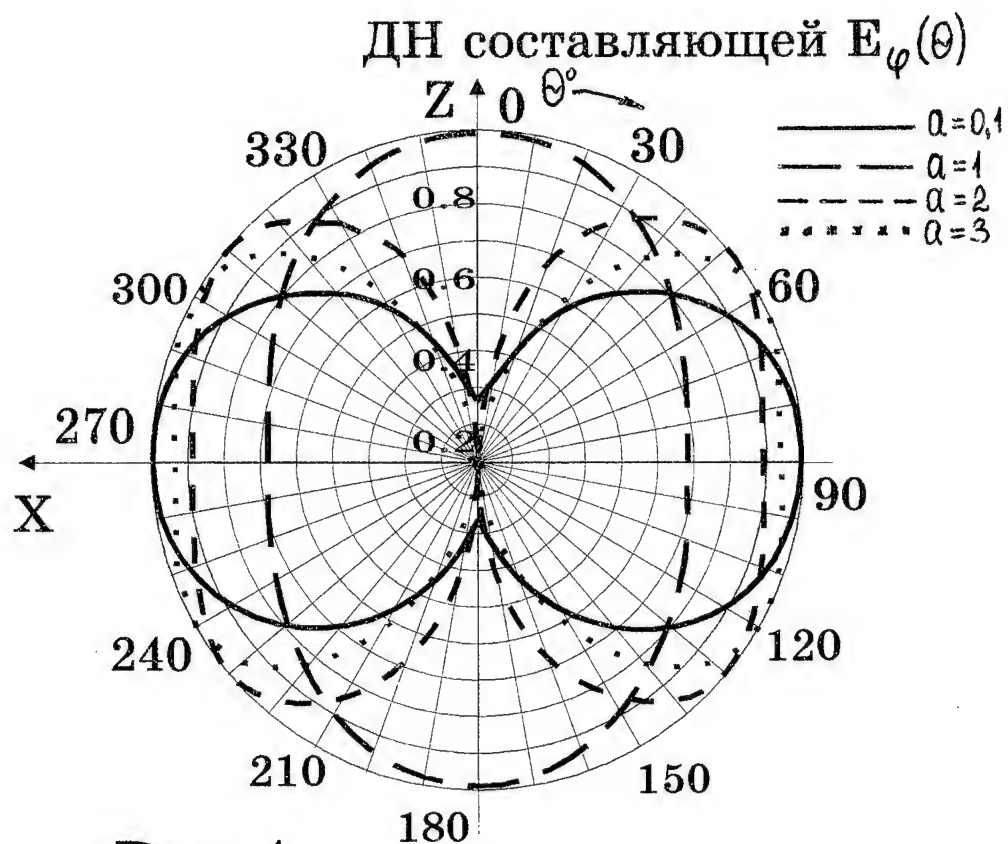


Рис.4

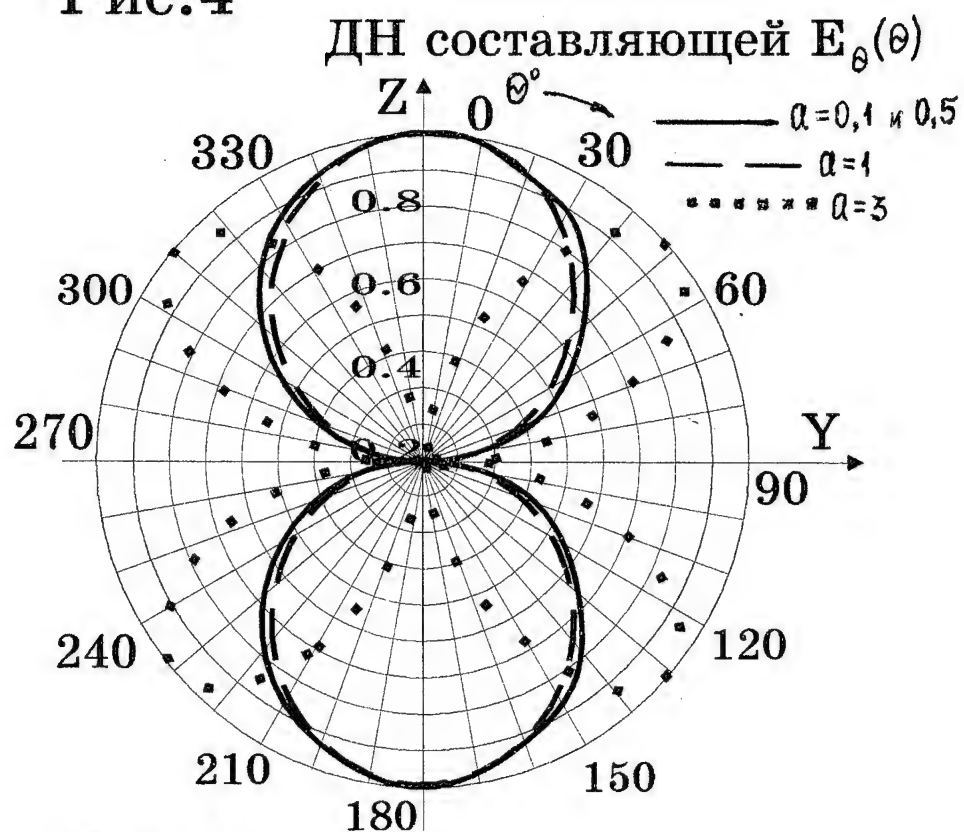


Рис.5

КОМПЬЮТЕРНЫЙ АНАЛИЗ ДИАПАЗОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫХ РЕШЕТОК БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Н.Н.Горобец, Ю.Н.Горобец, В.М.Дахов, А.Б.Жолобенко, В.А.Катрич,
В.И.Кийко, В.С.Попов

Харьковский госуниверситет, 310077, Харьков, пл. Свободы, 4

В.Я.Безлюдько, С.Г.Бондарь, Т.Н.Яцюк

НИИРИ, 310054, ул. Академика Павлова, 271

Аннотация

Разработаны компьютерные программы для анализа коэффициента направленного действия (КНД) и диаграммы направленности (ДН) антенных решеток (АР) с последовательным и параллельным возбуждением элементов. Предложены различные варианты возбуждения решеток бегущей волны, позволяющие обеспечить ориентацию главного максимума ДН в направлении нормали к решетке или в других заданных направлениях в широком диапазоне частот. Проведен компьютерный анализ характеристик секционированных АР больших электрических размеров.

I. Введение

АР находят самое широкое и разнообразное применение, особенно в качестве антенных систем, обеспечивающих мгновенную ориентацию главного максимума ДН в заданном направлении, то есть в качестве фазированных антенных решеток [1]. Для многих приложений перспективны нефазированные АР, которые обеспечивают несканирующий главный лепесток ДН. Эти антенны обладают большим преимуществом по сравнению с остронаправленными зеркальными и линзовыми антеннами в связи с тем, что они могут быть реализованы в виде плоской или конформной конструкции. Эти применения особенно перспективны для антенн летательных аппаратов и других транспортных средств.

В АР очень удобно реализовать возбуждение бегущей волной тока или поля, что позволяет предельно упростить систему возбуждения решетки. Однако, АР бегущей волны имеют целый ряд существенных недостатков. Первый и основной из них связан с эффектом частотного сканирования ДН: при изменении частоты главный максимум и вся ДН поворачивается к генератору или от генератора в зависимости от того повышается или понижается рабочая частота. Второй недостаток связан с так называемым "эффектом нормали", т.е. резонансным увеличением коэффициента стоячей волны антенной решетки на частоте, на которой обеспечивается излучение главного максимума в направлении нормали к плоскости АР. Эти два недостатка существенно затрудняют применение плоских АР и особенно существенный из них - узкая полоса рабочих частот, которая тем уже, чем выше коэффициент усиления антенны, т.е. чем больше ее электрические размеры. Целью настоящей статьи является исследование возможностей увеличения широкополосности плоских АР бегущей волны.

II. Основная часть

Рассмотрим подробно возможности увеличения широкополосности АР бегущей волны. Очевидно, что полоса рабочих частот антенны тем меньше, чем больше ее направленность. Так как при увеличении размеров антенны уменьшается ширина главного лепестка ДН и, следовательно, поворот ДН от

какого-либо направления на угол, равный половине ширины главного лепестка по половинной мощности, будет меньше при меньшем изменении частоты. Простейший способ увеличения широкополосности АР - переход от последовательной схемы возбуждения элементов решетки к параллельной схеме возбуждения. Действительно, при параллельном возбуждении всех излучателей АР разность фаз при распространении волны в системе распределения мощности или сумматорах будет одинакова для каждого излучателя. Это приведет к тому, что направление главного максимума ДН изменяться не будет, поскольку все излучатели будут сфазированы одинаково. Однако, при этом теряется основное преимущество плоских АР - реализация возможности плоской диаграммообразующей схемы. По-видимому, в связи с этим возможен вариант увеличения широкополосности АР путем перехода к комбинированной схеме возбуждения - последовательной и параллельной. Если большую АР секционировать и для сравнительно небольших по отношению к длине волны элементов по каждой секции использовать последовательное возбуждение излучателей, а все секции запитать параллельно, то таким образом можно обеспечить существенное повышение широкополосности при уменьшении числа этажей диаграммоформирующей схемы. Очевидно, что этот путь приводит все же к существенному усложнению схемы возбуждения антенны и увеличению ее толщины. Второй способ обеспечения увеличения широкополосности АР заключается в том, что АР бегущей волны можно запитать в середине каждой линейки с бегущей волной. Действительно, при таком возбуждении ДН каждой половины линейки будут изменяться в противоположные стороны (к генератору и от генератора для одной секции и наоборот, от генератора и к генератору для другой секции) и, таким образом, главный лепесток ДН всегда ориентирован в направлении нормали. При значительном отклонении частоты от центральной естественно ДН будет приобретать трехлепестковый характер, а при еще большем отклонении частоты ДН может "разваливаться".

Такое возбуждение АР приводит к большому росту боковых лепестков ДН и, кроме того, конструктивно такая антенна тоже не очень удобна, поскольку вся система питания сосредоточена в середине АР, что приводит к увеличению ее высоты и к усложнению всей конструкции в целом. Увеличение боковых лепестков в АР с возбуждением в середине обусловлено экспоненциальным характером амплитудного распределения в решетке, а также трудностями регулировки или подбора требуемого амплитудного распределения вдоль каждой из линеек. Развитием этого способа увеличения широкополосности антенных систем является использование АР бегущей волны с двухсторонним возбуждением. Действительно, если одну и ту же антенну, например, волноводно-щелевого типа запитать одновременно с двух сторон, причем при этом длина антенны должна быть достаточно большой, чтобы к краю антенны доходило очень мало мощности, то здесь будут наблюдаться такие же эффекты, как и в антенне бегущей волны с возбуждением ее в середине. Действительно, как можно видеть из физических соображений, при изменении частоты возбуждения поворот главного максимума ДН в одну сторону, например, к генератору, компенсируется поворотом главного лепестка ДН на ту же величину от генератора для входа с противоположной стороны антенны. В [2] показано, что такие АР бегущей волны имеют неудовлетворительные характеристики по боковым лепесткам, поскольку в такой антенне крайне трудно регулировать амплитудное распределение источников поля вдоль антенны. Если решетка выполняется из одинаковых, например, щелевых элементов, то в этом случае обеспечивается экспоненциально-убывающее амплитудное распределение с одной и другой стороны. При таком амплитудном распределении существенно возрастают боковые лепестки, правда при этом

уменьшается ширина главного лепестка ДН, но все же рост боковых лепестков оказывается недопустимо большим.

Избежать этого недостатка можно, если использовать несовмещенные линейные антенны бегущей волны, расположенные рядом и запитанные с противоположных сторон - одна с одной стороны, другая с противоположной. Естественно, тогда на концах таких антенн могут устанавливаться согласованные нагрузки и вся техника и методика синтеза АР бегущей волны с заданными характеристиками направленности, в том числе и с минимумом боковых лепестков ДН, может быть использована без специальных дополнительных экспериментов в полном объеме.

Для детального сравнительного анализа всех вариантов широкополосных АР бегущей волны разработаны компьютерные программы, которые позволяют вычислять ДН и КНД при параллельном и при последовательном возбуждении излучающих элементов, а также при комбинированном возбуждении, то-есть в случае секционированных решеток больших электрических размеров. По разработанным компьютерным программам проведены детальные расчеты и подробный анализ всех предложенных вариантов АР бегущей волны на примере волноводно-щелевой АР 3-см диапазона. В качестве линии передачи использовался стандартный волновод сечением 23x10мм.

Проанализируем прежде всего возможности увеличения широкополосности длинных (число щелей около 500, ширина главного лепестка по половинной мощности $\approx 0,2^\circ$) линейных АР бегущей волны с равномерным амплитудным распределением за счет возбуждения их с двух сторон или с середины. При этом вначале расстояние между соседними щелями подбирается так, чтобы на центральной частоте f_0 главный максимум ДН при односторонней запитке был ориентирован в направлении нормали к антенне. Расчеты ДН такой линейной антенны при двустороннем возбуждении показали, что направление главного максимума ДН сохраняется в том же направлении нормали (рис.1). Однако, при отклонении частоты от f_0 на 0,15% в главном максимуме появляется провал, который при расстройке $\approx 0,18\%$ достигает -8дБ. При этом ширина главного лепестка изменяется незначительно лишь в полосе частот $\pm 0,1\%$, а при дальнейшем увеличении частоты она растет по экспоненциальному закону.

Расчеты ДН той же антенны, но запитываемой с середины, также показали, что в полосе частот примерно $\pm 0,1\%$, имеет место стабилизация направления главного максимума ДН (рис.2). Однако, как и в предыдущем случае, далее ширина главного лепестка быстро увеличивается в несколько раз. Таким образом, устранение эффекта частотного сканирования в остронаправленных АР с рассмотренными выше схемами запитки наблюдается лишь в очень узкой полосе частот. К тому же такие АР обладают высоким КСВН за счет "эффекта нормали", один из путей устранения которого при сохранении эффекта стабилизации направления главного максимума рассмотрен ниже. С этой целью были выполнены расчеты ДН линейной АР, состоящей из двух расположенных рядом параллельных подрешеток, каждая из которых имеет одностороннюю запитку, но в разных направлениях. Главный лепесток каждой из подрешеток ориентирован в направлении от нормали на величину примерно $1,5^\circ$, что достигается соответствующим подбором расстояний между щелями в подрешетках. При этом показано, что при отсутствии эффекта нормали эта схема запитки обеспечивает стабилизацию направления главного лепестка ДН в большей полосе частот ($\approx 0,15\%$). Кроме того, существенным преимуществом ее является возможность реализации амплитудного распределения, отличного от равномерного, с целью подавления боковых лепестков.

Были выполнены также расчеты ДН и проанализированы частотные свойства двухсекционных и четырехсекционных АР, в качестве секций которых использовались рассмотренные выше варианты линейных АР. Оказалось, что увеличения широкополосности АР можно добиться за счет регулировки фазы возбуждения каждой подрешетки, а изменением расстояния между секциями и числа щелей в подрешетках удастся существенно снизить уровень боковых лепестков.

III. Заключение

Проведенный компьютерный анализ подтвердил возможности увеличения широкополосности линейных и плоских АР бегущей волны путем одновременного их возбуждения с двух сторон, возбуждения в середине и путем параллельного возбуждения секций решеток бегущей волны. Показаны возможности устранения "эффекта нормали" в широкополосных решетках таких типов. Разработанные алгоритмы и компьютерные программы позволяют оптимизировать волноводно-щелевые, микрополосковые и другие антенные решетки по диапазонным и направленным характеристикам.

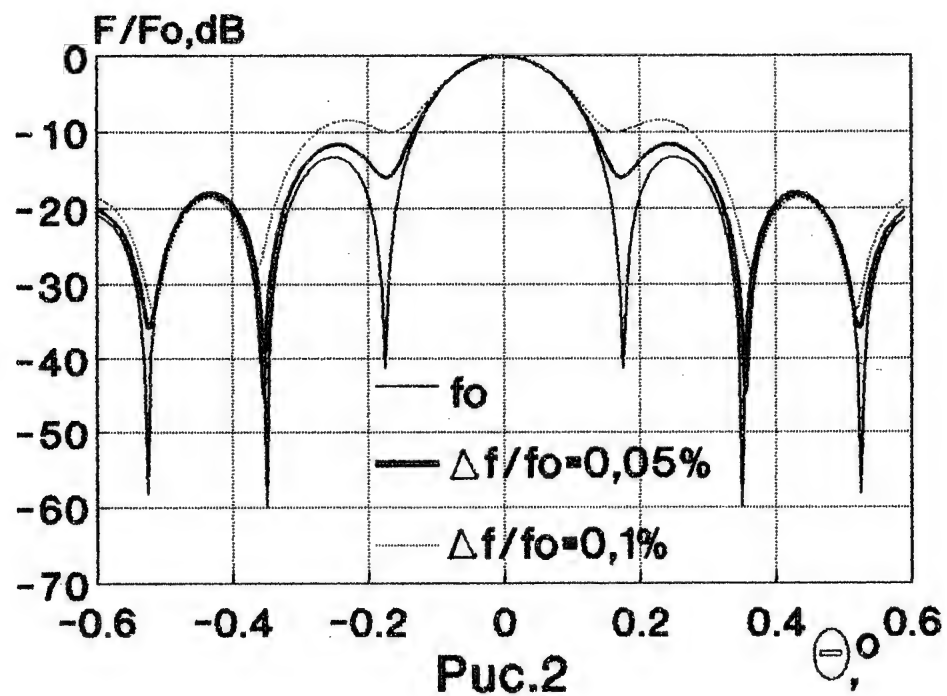
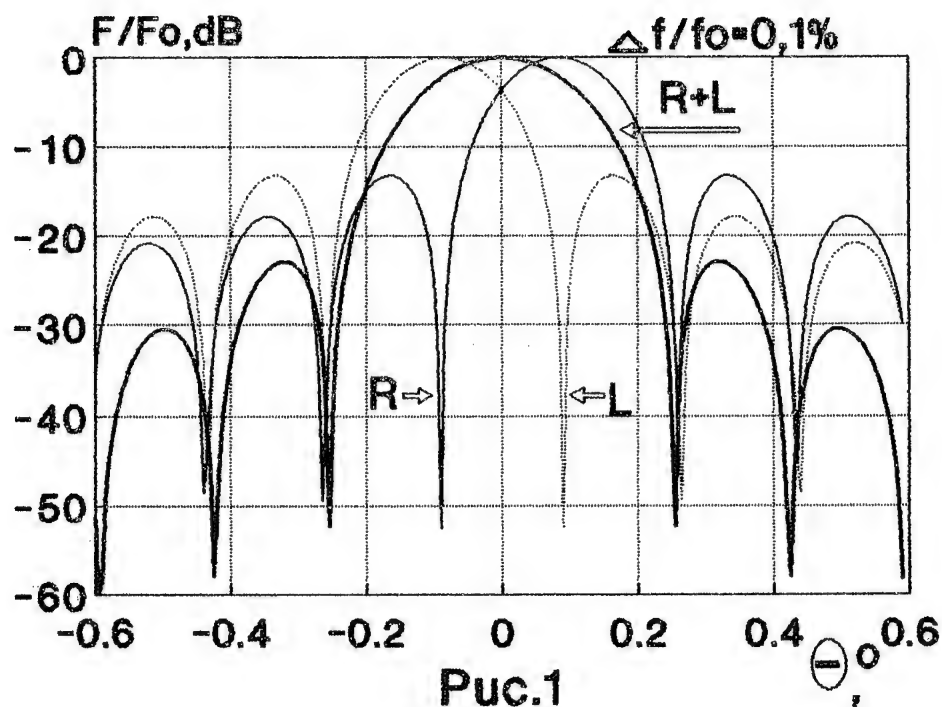
IV. Список литературы

1. Сканирующие антенные системы СВЧ. Р.С.Хансен. Пер. с англ., М. Сов.радио, т.1, 1996г.; т.2, 1969г.; т.3, 1971г.
2. Горобец Н.Н., Горобец Ю.Н. Исследование антенных решеток бегущей волны с двухсторонним возбуждением. В кн.: 4-ая Крымская конф. и выставка "СВЧ-техника и спутниковый прием", Материалы конф., Севастополь 26-28 сент. 1994г., т.2, с.295-296.

COMPUTER ANALYSIS OF BAND CHARACTERISTICS OF TRAVELLING WAVE ANTENNA ARRAYS

Gorobets N.N., Gorobets Yu.N., Dakhov V.M., Zholobenko A.B., Katrich V.A., Kiyko V.I., Popov V.S.
Kharkov State University, 4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine
Bezludko V.Ya., Bondar S.G., Yatsuk T.N.
SRIRM, 271 Akademika Pavlova St., Kharkov-310054, Ukraine

Computer programs for analysis of the directivity coefficient and radiation patterns of the antenna arrays with current and parallel excitation of elements have been carried out. The different methods of excitation of the travelling wave arrays which allow to provide mainlobe pattern orientation into required direction at wide frequency band was proposed. The computer analysis of characteristics of the sectionaried arrays with the big electrical sizes has been carried out.



Анализ Т-соединения П-волновода с прямоугольным в Е-плоскости

Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В.
Донецкий госуниверситет, Донецк, Украина

В работе методом обобщенных матриц рассеяния решается задача о дифракции волн на Т-соединении П-волновода с прямоугольным в Е-плоскости. Рассмотрены случаи вакуумного и диэлектрического заполнения резонансной области связи волноводного тройника.

Введение. Задачи дифракции волн на угловых поворотах и разветвлениях прямоугольных волноводов рассматривались в работах [1-6]. Как показано в [4,5], в таких неоднородностях большую роль играют высшие нераспространяющиеся типы волн, определяющие резонансное поведение частотных характеристик. Резонансное отражение падающей волны происходит при совпадении ее частоты с собственной частотой резонансной области связи волноводов. Частотные характеристики Н-плоскостного тройника на прямоугольных волноводах с диэлектриком в области связи рассмотрены в [4]. Для волноводов сложных сечений анализ Т-соединений не проводился. Как частный случай, в [7] проведен расчет прямоугольного поворота с П-волновода на прямоугольный в Е-плоскости. Рассмотрим теперь более общую задачу о рассеянии волн на Т-образном разветвлении П-волновода в Е-плоскости. Будем решать ее методом обобщенных матриц рассеяния (ОМР) по проекционной схеме.

Основная часть. Используя принцип декомпозиции и метод частичных областей, разбиваем исходную область на частичные подобласти следующим образом (рис. 1): области I и II - регулярные полубесконечные участки П-волновода с направлением продольной оси z от первого ко второму, область III - регулярный полубесконечный прямоугольный волновод шириной $L \leq A$. Область IV - резонансная область связи волноводов длиной w , равной высоте прямоугольного волновода III. Устройство имеет две плоскости симметрии $x=0$ и $z=w/2$. В зависимости от четности рассматриваемых типов волн, в плоскости $x=0$ располагают электрическую или магнитную стенку. Случай электрической стенки при $z=w/2$ (четные по z волны волновода III) соответствует прямоугольному повороту в Е-плоскости двух независимых волноводов [2].

Согласно методу ОМР, поле гибридных волн в регулярных волноводах I-III определяется электрическим и магнитным векторами Герца - для волноводов I-II $(0, 0, A_{Hz(Ez)}^{I,II})$ и $(0, A_{Hy(Ey)}^{I,II}, 0)$ для волновода III, - которые в свою очередь представляются в виде обобщенного ряда Фурье по собственным волнам каждой из частичных областей. В области IV, как это сделано в [3,4,7,8], поле представляется в виде суперпозиции гибридных волн двух взаимно перпендикулярных волноводов с постоянными распространения в z - и y -направлении (электрические стенки при $y=B$ и $z=0$, $z=w$ соответственно). Таким образом, вектор Герца в области связи имеет две составляющие $(0, A_{Hy(Ey)}^{IV}, A_{Hz(Ez)}^{IV})$, каждая из которых раскладывается по собственным волнам области IV. Компонента $A_{Hz(Ez)}^{IV}$ раскладывается по собственным волнам П-волновода, а $A_{Hy(Ey)}^{IV}$ - по собственным волнам прямоугольного волновода III, причем в y -направлении поле описывается суммой стоячих мод (при $y=0$ волновод закорочен). Здесь, исходя из геометрии устройства, для компоненты $A_{Hy(Ey)}^{IV}$

область IV дополнительно разбивается на две подобласти IVa и IVb и решается задача о рассеянии волн на плоскопоперечном стыке прямоугольных волноводов IVa и IVb, один из которых закорочен.

Сшивая поперечные составляющие электрического и магнитного полей, определяемых вектором $A_{Hy(Ey)}^{IV}$, на стыке волноводов IVa и IVb с использованием ортогональности их базисных функций, получим матрицу S_p , связывающую амплитуды стоячих волн области IVa:

$$(B^+) = S_p(B^-); \quad (B^\pm) = \left((B_H^\pm), (B_E^\pm) \right)^T;$$

$$S_p = M^{IVa, IVb} \text{diag} \{ jtgk_{yH,E}^{IVb} d \} M^{IVa, IVbT},$$

где (B^\pm) - вектор-амплитуды собственных волн разложения вектора Герца $A_{Hy(Ey)}^{IV}$ по собственным волнам, включающие в себя как H-, так и E-волны: $(B^\pm) = \left((B_H^\pm), (B_E^\pm) \right)$. Выражения для матрицы плоскопоперечного стыка $M^{IVa, IVb}$ можно найти в [7,8].

Сшивая, далее, поперечные составляющие полей на границах частичных областей I-III с областью связи IV и опуская громоздкие промежуточные выкладки, получим бесконечную систему из трех линейных матричных уравнений относительно неизвестных амплитуд прямых (V^i) и обратных (R^i) волн в областях $i=I-III$:

$$\begin{cases} (V - R^I + V^{II} - R^{II}) = -\text{diag} \{ j \cdot ctgk_z^I w \} (V^I + R^I - V^{II} - R^{II}) + [Q_0 + Q_W] (V^{III} + R^{III}), \\ (V^I - R^I - V^{II} + R^{II}) = \text{diag} \{ j \cdot ctgk_z^I w \} (V^I + R^I + V^{II} + R^{II}) + [Q_0 - Q_W] (V^{III} + R^{III}), \\ (V^{III} - R^{III}) = -W(V^{III} + R^{III}) + F_W(V^{II} + R^{II}) - F_0(V^I + R^I) \end{cases} \quad (1)$$

где

$$T_1 = \text{diag} \{ \cos k_y^{IVa} g \} S_p + \text{diag} \{ j \sin k_y^{IVa} g \}; \quad T_2 = \text{diag} \{ j \sin k_y^{IVa} g \} S_p + \text{diag} \{ \cos k_y^{IVa} g \};$$

$$Q_0 = R_0 M^{IVa, III}, \quad Q_W = R_W M^{IVa, III}, \quad W = M^{IVa, IIIT} T_2 T_1^{-1} M^{IVa, III}$$

Здесь матрицы $Q_{0(W)}$, $F_{0(W)}$ описывают связь между различными типами волн, распространяющихся во взаимно-перпендикулярных направлениях. Аналитический расчет интегральных выражений для матриц $Q_{0(W)}$, $F_{0(W)}$ с помощью формул векторного анализа показывает, что они связаны соотношением:

$$Q_{0(w)} = F_{0(w)}^T, \quad (2)$$

Решая систему матричных уравнений (1) с учетом (2) относительно неизвестных амплитуд отраженных волн, получим обобщенную матрицу рассеяния Т-образного разветвления П-волновода в виде S-матрицы шести-полюсника:

$$\begin{bmatrix} (R^I) \\ (R^{II}) \\ (V^{III}) \end{bmatrix} = S_S \begin{bmatrix} (V^I) \\ (V^{II}) \\ (R^{III}) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где элементы матрицы S_S определяются выражениями:

$$\begin{aligned}
S_{S31} &= W_S^{-1} [M_w S^- - M_0 (S^+ + 2U)]; \quad S_{S32} = W_S^{-1} [M_w (S^+ + 2U) - M_0 S^-]; \\
S_{S33} &= W_S^{-1} [M_w M^+ - M_0 M^- + 2S_2]; \\
S_{S11} &= 0,5 [M^- S_{S31} + S^+]; \quad S_{S12} = 0,5 [M^- S_{S32} + S^-]; \quad S_{S13} = 0,5 M^- [S_{S33} + U]; \\
S_{S21} &= 0,5 [M^+ S_{S31} + S^-]; \quad S_{S22} = 0,5 [M^+ S_{S32} + S^+]; \quad S_{S23} = 0,5 M^+ [S_{S33} + U];
\end{aligned} \tag{4}$$

а матрицы в (4) имеют вид:

$$\begin{aligned}
W_S &= 2U - M_w M^+ + M_0 M^-, \\
U_C^\pm &= U \pm j \cdot \text{diag} \{ \text{ctg}(k_z^l z_0) \}, \quad U_T^\pm = U \pm j \cdot \text{diag} \{ \text{tg}(k_z^l z_0) \}, \quad z_0 = w/2, \\
S_C &= U_C^{-1} U_C^+; \quad S_T = U_T^{+1} U_T^-; \quad S^\pm = S_T \pm S_C, \\
S_2 &= (U + W)^{-1} (U - W); \quad M_{o(w)} = (U + W)^{-1} F_{o(w)}; \\
M_C &= U_C^{-1} (F_w + F_o)^T, \quad M_T = U_T^{+1} (F_w - F_o)^T, \quad M^\pm = M_T \pm M_C.
\end{aligned} \tag{5}$$

В случае диэлектрического заполнения области связи IV в разложении векторов Герца по собственным волнам этой области поменяется только выражения для постоянных распространения собственных волн и соответственно изменятся волновые импедансы. Отсюда изменятся элементы матриц $M^{IVa, IVb}$ и $M^{IVa, III}$. Общий вид системы матричных уравнений (1) не изменится, однако появятся диагональные матрицы, определяющие отражение волн от диэлектрической границы.

Полученная матрица рассеяния описывает все возможные режимы работы рассматриваемого пассивного устройства, поскольку в наиболее общей форме описывает линейную связь между амплитудами падающих и отраженных волн тройникового разветвления П-волновода.

Результаты расчета. Численная реализация алгоритма расчета S-матрицы волноводного тройника в Е-плоскости для П-волновода выполнена с помощью комплекса программ в среде Borland Pascal на ПЭВМ типа 486DX-80. При расчете учитывалось по 12 собственных волн Н- и Е-типа; критические числа собственных волн П-волновода рассчитаны методом частичных областей по проекционной схеме с точностью до $\varepsilon=10^{-4}$, при этом учитывалось не менее 30 членов ряда Фурье. Анализ устройства проведен в диапазоне частот, в которых безразмерный частотный параметр $\kappa=(2\pi/\lambda) A$ меняется в пределах $\pi/2 \leq \kappa \leq 2\pi$.

Для случаев широкого и узкого П-волноводов были рассчитаны частотные характеристики коэффициентов отражения и передачи волны H_{10} в зависимости от высоты гребня П-волновода d , от ширины щели w и от значения диэлектрической постоянной ε в диапазоне частот $\kappa=1,6-6,5$ [8]. Из результатов расчетов следует, что в зависимости от этих параметров устройство может работать либо как делитель мощности, либо как диплексер (при несимметричном возбуждении для больших $d \approx 0,8b$) в заданном диапазоне частот.

В качестве примера расчета, на рис. 2 представлены частотные характеристики делителей мощности для симметричного возбуждения узкого (кривая 1) и широкого (кривая 2) П-волноводов волной типа H_{10} . Сплошной линией показаны коэффициенты передачи, пунктирной - коэффициенты отражения.

Резонансное поведение частотных характеристик тройника при $\varepsilon > 1$ (рис. 3) связано с возбуждением в диэлектрическом резонаторе большего числа распространяющихся мод ("запертые" моды), чем в подводящих

плечах, и межмодовым их взаимодействием [4,5]. С увеличением значения диэлектрической постоянной ϵ передаточные характеристики тройника, за исключением отдельных резонансных пиков, значительно ухудшаются за счет отражений от диэлектрика.

Стрелками на обоих рисунках по оси абсцисс отмечены верхние границы одномодового режима работы устройств. Результаты расчетов показывают, что в рассматриваемом диапазоне в высшие распространяющиеся типы волн преобразуется небольшая доля (не более 0,04) мощности волны H_{10} . При этом, существенную роль в процессе передачи энергии в перпендикулярные плечи играют нераспространяющиеся волны Е-типа.

Заключение. Таким образом, метод ОМР и разработанные на его основе программы расчета Т-соединения П-волновода с прямоугольным в Е-плоскости позволяют проанализировать его на электродинамическом уровне строгости с любой степенью точности. В результате численного анализа устройства выявлены особенности поведения и резонансные свойства частотных характеристик при различных геометрических параметрах и значениях диэлектрической постоянной в области связи волноводного тройника [8]. Из анализа результатов расчетов следует возможность нахождения таких геометрических параметров волноводов и значений диэлектрической постоянной, которые обеспечивают необходимые значения коэффициентов передачи в заданном интервале частот.

Литература

1. Severing T., Arndt F. Field theoretic CAD of open aperture matched T-junction coupled rectangular waveguide structures// IEEE Trans. MTT, 1992.-v.40, No 2.-pp. 353-362.
2. Шестопапов В.П., Кириленко А.А., Рудь Л.А. Резонансное рассеяние волн: в 2-х томах. Т.2. Волноводные неоднородности. -Киев: Наукова думка.-1986.-214с.
3. Михалевский В.С., Переяславец М.Л., Синельников Ю.М., Синявский Г.П. Т-образное сочленение прямоугольных волноводов// Радиотехника и электроника, 1982.-т.27, № 8.-с. 1478-1485.
4. Пятак Н.И., Кулаков О.В., Мизерник В.Н. Дифракция волны H_{10} на диэлектрическом резонаторе в Т-образном разветвлении прямоугольных волноводов// Радиоэлектроника, 1995.-т.38, № 9.-с.12-20.
5. Рудь Л.А. О природе резонансных явлений с Т-образным соединении прямоугольных волноводов// ЖТФ, 1985.-т.55, №6.-с. 1213-1215.
6. Коробкин В.А., Пятак Н.И. Собственные электромагнитные резонансы полукрытых волноводных структур// Радиотехника и электроника, 1987.-т.32, № 3.-с. 517-525.
7. Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В. Анализ ВМП методом обобщенных матриц рассеяния// Радиоэлектроника, 1996.-т.39, № 2.-с.57-63.
8. Крыжановский В.Г., Рассохина Ю.В. Дифракция волны H_{10} на Т-образном разветвлении прямоугольного и П-волноводов. //Препринт ДонФТИ-95-2, Донецк, 1995.-30с.

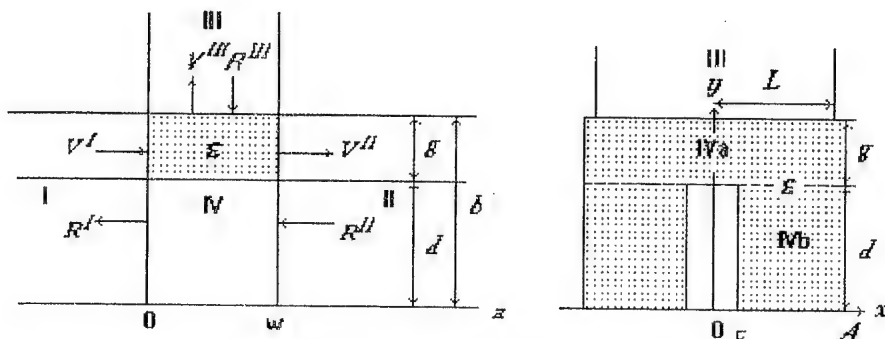


Рис. 1. Продольное и поперечное сечение Т-соединения П-волновода с прямоугольным в Е-плоскости

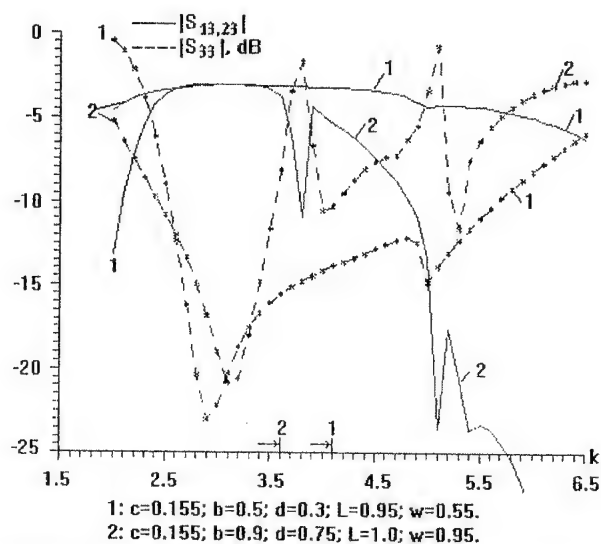


Рис. 2. Частотные характеристики делителей мощности на узком (кривая 1) и широком (кривая 2) П-волноводах для волны типа H_{10} .

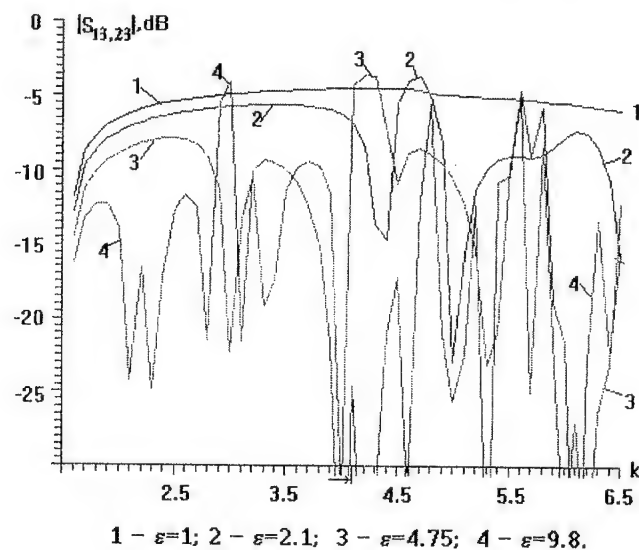


Рис. 3. Частотные характеристики коэффициента передачи волны H_{10} для симметричного возбуждения Т-соединения прямоугольного и П-волноводов с размерами $c=0,155$; $d=0,3$; $b=0.5$; $L=1$; $w=0,25$ в зависимости от ϵ .

Нанотехнология и наноэлектроника

Nanotechnology & Nanoelectronics

ПЛАЗМОХИМИЧЕСКИЙ РЕАКТОР С ЗАМКНУТЫМ ДРЕЙФОМ ЭЛЕКТРОНОВ ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА ЭЛЕМЕНТОВ С СУБМИКРОННЫМИ РАЗМЕРАМИ В.М. Коновал, В.В. Усталов, О.А. Федорович.....	285
PLASMOCHEMICAL REACTOR WITH CLOSED ELECTRON DRIFT FOR THE PRODUCING OF ELEMENTS WITH SUBMICRON SIZES V.M. Konoval, V.V. Ustalov, O.A. Fedorovich	
ПЛАЗМОХИМИЧЕСКАЯ ТЕХНОЛОГИЯ В ПРОИЗВОДСТВЕ СВЧ-УСТРОЙСТВ С СУБМИКРОННЫМИ РАЗМЕРАМИ ЭЛЕМЕНТОВ В.М. Коновал, В.В. Усталов, О.А. Федорович.....	288
PLASMOCHEMICAL TECHNOLOGY IN PRODUCING OF SHF-DEVICES WITH ELEMENTS OF SUBMICRON SIZES V.M. Konoval, V.V. Ustalov, O.A. Fedorovich	
ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДИОДОВ С ДВУХБАРЬЕРНОЙ КВАНТОВОЙ СТРУКТУРОЙ НА РАБОТУ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ НА ИХ ОСНОВЕ С.И. Санин, Э.Д. Прохоров, А.В. Дядченко.....	291
THE DOUBLE-BARRIER QUANTUM WELL PARAMETERS INFLUENCE TO WORK OF FREQUENCY MULTIPLIERS ON THEIR BASE S.I. Sanin, E.D. Prokhorov, A.V. Diadchenko	
КОМПЛЕКС ПРОГРАММ МОДЕЛИРОВАНИЯ НАНОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ НА ОСНОВЕ ЭФФЕКТОВ ОДНОЭЛЕКТРОННОГО И РЕЗОНАНСНОГО ТУННЕЛИРОВАНИЯ И.И. Абрамов, И.А. Гончаренко, Е.Г. Новик, И.В. Шеремет.....	294
A SIMULATOR FOR COULOMB BLOCKADE AND RESONANT TUNNELING DEVICES I.I. Abramov, I.A. Goncharenko, E.G. Novik, I.V. Sheremet	
ЭКСИТОНЫ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИНЖЕКЦИОННЫХ ЛАЗЕРАХ НА ОСНОВЕ КВАНТОВО-РАЗМЕРНЫХ СТРУКТУР В.М. Ванцан, А.Г. Пащенко.....	299
EXITONS IN SEMICONDUCTOR INJECTION LASERS ON QUANTUM WELL STRUCTURE BASIS V.M. Vantsan, A.G. Pashchenko	
CARRIER TRANSPORT PHENOMENA IN SCH QUANTUM WELL LASER DIODES FOR MICROWAVE FIBER OPTIC TELECOMMUNICATIONS SYSTEMS W. Freude, I.A. Sukhoivanov.....	303
ЭФФЕКТЫ ПЕРЕНОСА НОСИТЕЛЕЙ В КВАНТОВОРАЗМЕРНЫХ ЛАЗЕРНЫХ ДИОДАХ С РАЗДЕЛЬНЫМ ОГРАНИЧЕНИЕМ ДЛЯ ОПТОВОЛОКОННЫХ СИСТЕМ С СВЧ-ПОДНЕСУЩЕЙ В. Фройде, И.А. Сухоиванов	
Способность модуляции СВЧ сигналами миллиметрового диапазона лазерных диодов на основе квантово-размерных структур с разделением ограничением активного слоя зависит от особенностей переноса носителей в квантовом слое и области ограничения. Рассматриваются процессы амбиполярной диффузии носителей и вызванные ею изменения времени жизни носителей при малосигнальной модуляции токами, превышающими пороговое значение. Полученные результаты обсуждаются с точки зрения свойств высокоуровневой модуляции. Показано, что не только усиление, но и время жизни носителей в области ограничения зависит от тока инжекции.	
ФЛУКТУАЦИОННО-РЕЛАКСАЦИОННАЯ НЕУСТОЙЧИВОСТЬ И ГЕНЕРАЦИЯ БЕЛОГО ШУМА В РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНОЙ СТРУКТУРЕ О.Т. Гаврилов, И.И. Квяткевич, И.А. Обухов.....	308
FLUCTUATION-RELAXATION INSTABILITY AND WHITE NOISE GENERATION IN RESONANT-TUNNELING STRUCTURE O.T. Gavrilov, I.I. Kvjatkevich, I.A. Obukhov	

ПЛАЗМОХИМИЧЕСКИЙ РЕАКТОР С ЗАМКНУТЫМ ДРЕЙФОМ ЭЛЕКТРОНОВ ДЛЯ ПРОИЗВОДСТВА ЭЛЕМЕНТОВ С СУБМИКРОННЫМИ РАЗМЕРАМИ

В.М. Коновал, В.В. Усталов, О.А. Федорович
СКТБ с ЭП НЦ "Институт Ядерных Исследований"
252028, Киев-28, пр. Науки, 47, тел. 265-24-36, факс 265-44-63

Аннотация - Плазмохимический реактор (ПХР) предназначен для прецизионного травления металлов, полупроводников, диэлектриков и высокотемпературных сверхпроводников с микронными и субмикронными размерами. ПХР может применяться в технологических процессах изготовления больших и сверхбольших интегральных схем, элементов СВЧ, инфракрасной техники и др. Химическая активная или нейтральная плазма образуется в ВЧ-разряде в скрещенных магнитном и электрическом полях между двумя охлаждаемыми электродами: многогранной призмой и заземленным цилиндром. ПХР может работать как в режиме мягкого травления (с минимальными радиационными повреждениями), так и в режиме распыления. Напряжение автосмещения можно менять от 40 до 1000 В с помощью магнитного поля и вспомогательного генератора смещения. Замкнутый дрейф электронов позволяет избавиться от дрейфовых неустойчивостей и повысить равномерность травления по всей обрабатываемой площади. Получены субмикронные размеры элементов СВЧ-транзисторов.

I. Введение

В последние годы все более широкое применение находят приборы, оборудование и бытовая техника, работающая в СВЧ диапазоне радиоволн. Для разработки и изготовления комплектующих для устройств, работающих в этом диапазоне, необходимо получать микронные и субмикронные размеры элементов.

В то же время серийно выпускаемое в странах СНГ оборудование для плазмохимического травления и большинство импортного не позволяет получать субмикронные размеры элементов, что связано с большими энергиями ионов в установках, которые приводят к быстрому разрушению фото- и электронорезистивных покрытий. Импортное оборудование, пригодное для получения таких малых размеров элементов имеет стоимость более 250 тыс. долларов. Поэтому необходима разработка, изготовление и технологические испытания плазмохимического оборудования с малыми энергиями ионов, позволяющее решать многие возникающие задачи, в т.ч. СВЧ-электроники и создавать новые виды конкурентноспособной продукции. Одним из плазмохимических реакторов, позволяющих получать субмикронные размеры элементов является ПХР с замкнутым дрейфом электронов, в котором можно обрабатывать одновременно до 9 пластин диаметром 100 мм.

II. Основная часть. Плазмохимический реактор

Для плазмохимического травления пленок металлов, диэлектриков и полупроводников с субмикронными размерами разработан и модернизирован по результатам испытаний плазмохимический реактор с замкнутым дрейфом электронов [1].

Как уже отмечалось, для получения субмикронных размеров элементов при плазмохимическом давлении необходим ПХР с низкой энергией ионов. Следует отметить, что снижение энергии ионов и умение управлять этой энергией является главным при разработке ПХР для прецизионного травления изделий. ПХР с замкнутым дрейфом электронов позволяет управлять энергией ионов от 20 эВ до 1000 эВ и работать как в режимах травлений без радиационных повреждений пленок и нижележащих слоев при малых энергиях ионов, так и в режимах распылений. В основу ПХР положены две важнейшие плазменные разработки: плазменная ловушка электронов с магнитными пробками и ВЧ-разряд в скрещенном магнитном и электрических полях. Но в обычном планарном реакторе со скрещенными полями возникает дрейфовая неустойчивость [2], приводящая к существенному ухудшению равномерности травления обрабатываемых пластин (до $\pm 15\%$ на $\varnothing 100$ мм) [3] и требует сканирования магнитного поля с помощью специального низкочастотного генератора. Для частичного устранения, а точнее замыкания по круговому движению электрической дрейфовой неустойчивости, планарный реактор был преобразован в "Трион", или ПХР с замкнутым дрейфом электронов. В результате такой разработки удалось улучшить равномерность травления образцов на площади 100×300 мм² до $\pm 5\%$ соответственно на каждой из трех граней призмы.

Разряд в ПХР образовывался в скрещенных электрическом и магнитном полях между двумя электродами. Первый из них - активный, к которому прикладывается ВЧ-напряжение основного источника тока (13,56 МГц), изготовлен он из нержавеющей стали в виде трехгранной, охлаждаемой водой призмы, на гранях которой размещаются обрабатываемые образцы. Вторым разрядным электродом является цилиндрический заземленный корпус установки, также изготовленный из нержавеющей стали и охлаждаемый проточной водой. Конструкция дополнялась двумя охлаждаемыми водой электродами, которые находятся под плавающим потенциалом плазмы. Они предотвращали пробой и горение разряда на верхний электрод и в насос. Магнитное поле пробочной конфигурации позволило увеличить степень ионизации рабочего газа в области пространства между основными разрядными электродами и снизить потери плазмы за счет ухода электронов в результате диффузии. Магнитное поле создавалось при помощи трех катушек, включенных синфазно. Напряженность поля вдоль всей рабочей грани призмы не изменялась. Напуск рабочего газа осуществлялся симметрично в верхней части ПХР, а откачка проводилась внизу с помощью паромасляного насоса (Н-2Т, производительностью 1500 л/сек) или форвакуумного УВХ-14-066 (производительностью 16л/сек). Контролировались все внешние параметры разряда: расход газов, токи в разряде, падение напряжения на разряде, напряжение автосмещения, проводился качественный анализ состава плазмы, измерялись относительное давление в ПХР и др. параметры разряда, необходимые для воспроизводимости условий разряда и получения воспроизводимых результатов травления.

Для получения химически активной плазмы использовали ВЧ-генератор с частотой 13,56 МГц мощностью 4 кВт. Учтявая, что сопротивление плазмы, как правило, всегда меньше волнового сопротивления выходного каскада генератора и соединительного кабеля (75 Ом), для согласования генератора с плазменной нагрузкой использовалось согласующее устройство. Проводилась также стабилизация тока ВЧ разряда при помощи специально разработанного устройства, управляемого при помощи обратной связи.

В описанном режиме работы установки можно изменять напряжение автосмещения от 100 В до 200 В и травить некоторые металлы и полупроводники с микронными и субмикронными размерами. Однако, при переходе на субмикронные размеры высота защитной маски фото- или электронорезиста должна неизбежно уменьшаться, поэтому возникает проблема плазмостойкости резистивных масок. Ее можно решить только одним путем - снижением энергии бомбардирующих поверхность ионов, т.е. снижением напряжения автосмещения до 20 - 60 В. Для уменьшения тепловой нагрузки на защитную маску также необходимо снижение энергии ионов до 20 - 60 эВ, а в связи с этим необходима модернизация плазмохимического реактора. Другой причиной модернизации ПХР была необходимость стыковки его с другой вакуумной базой (промышленной плазмохимической установки травления типа "КАРТЕР"). В связи с этим был полностью переделан стыковочный узел и сделан новый плазмогаситель, предотвращающий пробой призмы в откачную трубу и насос. Был изъят охлаждаемый плавающий электрод с плазмогасителем. Вместо всего стыковочного узла, приспособленного к вакуумной базе установок УВН-73 и УРМ 3 279.053 и другого типа, был разработан новый вариант стыковочного узла. Он был изготовлен из нержавеющей стали, неохлаждаемый, с посадочными размерами, позволяющими герметично устанавливать его на откачную трубу установки "КАРТЕР" после демонтажа ее активного разрядного электрода, изолятора под ним и штатного плазмогасителя, который в десятки раз уменьшал скорость прокачки установки. На стыковочный узел устанавливалась нижняя катушка магнитного поля, которая одновременно прижимала стыковочный узел через резинку к нижнему фланцу установки "КАРТЕР". Нижний фланец наружного разрядного электрода герметично прижимается к стыковочному узлу тремя гайками через верхнюю уплотнительную резинку. Фиксация стыковочного узла по центру вакуумной базы установки "КАРТЕР" проводилась благодаря выступающей над нижним фланцем на 20 мм откачной трубы установки. Внутренний диаметр стыковочного узла был изготовлен на 1 мм больше, чем наружный диаметр откачной трубы и практически плотно фиксировался на ней. Катушки магнитного поля - верхняя и нижняя, одинаковые по диаметру и количеству витков, выставлялись симметрично относительно призмы, средняя - (длинная) устанавливалась посередине призмы. С помощью трех катушек магнитного поля, путем подбора токов в них, выставлялось равномерное магнитное поле вдоль всей призмы. В верхней и нижней части установки вблизи соответствующих катушек напряженности полей были больше, что создавало побочные конфигурации магнитного поля. Напряженности полей можно было плавно менять в пределах 0 - 200 Э и таким образом намагничивать электроны, управляя их диффузией, а соответственно и напряжением автосмещения (энергией ионов), а также степенью ионизации плазмы. Возможность управления энергиями ионов при помощи электрических и магнитных полей является самым главным преимуществом плазмохимических реакторов с регулируемыми магнитными полями и позволяет решать разные задачи в микроэлектронике и электронной технике, которые не удается решать на обычных ПХР без магнитных полей.

В результате технологических испытаний ПХР с замкнутым дрейфом электронов получены элементы СВЧ транзисторов из пленок алюминия, а также сложных послойных пленок из молибдена, вольфрама и золота, напыленных на арсенид галлия, с размерами дорожек $\geq 0,5$ мкм и глубиной до 0,9 мкм с размерами щелей между дорожками $\geq 0,5$ мкм и анизотропией 7-10. Удалось также получить столбики кремния с размерами диаметром 0,2 мкм, высотой 0,5 мкм. Разрешающая способность травления определялась разрешающей способностью литографии. Для снятия заряда с поверхности диэлектрика применялся специально разработанный ВЧ-генератор мощностью до 200 Вт с регулировкой частоты от 100 кГц до 500 кГц.

III. Заключение

Разработанный плазмохимический реактор позволяет получать субмикронные размеры элементов в пленках золота, алюминия, вольфрама, молибдена, а также в кремнии и др. материалов, что дает возможность производить СВЧ-транзисторы и элементы СВЧ-техники, БИС, и СБИС, а также другие изделия для электронной промышленности. Разработанный реактор хорошо стыкуется с морально устаревшим плазмохимическим оборудованием и вакуумной базой напылительных установок. ПХР внедрен в АО "Квazar" (г. Киев).

IV. Список литературы

- [1] А.Ю. Попов, В.В. Усталов, О.А. Федорович. О технологических возможностях ПХР с замкнутым дрейфом электронов. Тезисы докладов конференции "Тонкие пленки в производстве полупроводниковых приборов и интегральных схем", 1990 с. 109.
- [2] Д.А. Франк-Каменецкий. Лекции по физике плазмы, М, Атомиздат, 1964. - 283 с.
- [3] В.П. Катюха, Г.С. Кириченко, Реактор плазмохимического травления и очистки материалов на основе электродного ВЧ разряда в магнитном поле. - "Электронная техника", сер. 7, "Технология, организация производства и оборудование", 1992, вып. 5 (174) с. 39-43.

PLASMOCHEMICAL REACTOR WITH CLOSED ELECTRON DRIFT FOR THE PRODUCING OF ELEMENTS WITH SUBMICRON SIZES

Konoval V.M., Ustalov V.V., Fedorovich O.A.

SDTB of Scientific Centre "Institute of Nuclear Research", 47 Nauki Ave., Kiev-28, Ukraine

tel. (044) 265-24-36, fax (044) 265-44-63

Plasmochemical reactor (PChR) may be used for the precision etching of metals, semiconductors, dielectrics, high temperature superconductors with micron and submicron sizes. PChR may be used in the technological processes of producing of the superlarge integral schemes, the elements of superhigh frequency, infrared techniques, etc. The chemically active or neutral plasma is formed in HF-discharge in electric and magnetic fields crossing between the two cooled electrodes: a polygonal prisma and a grounded cylinder. PChR can operate in a soft etching regime (with minimal radiation damage) as well as in a spraying regime. The autobias voltage may be changed from 40 V up to 1000 V by the magnetic field variation and by an auxiliary bias generator. The closed drift of electrons allows to dump drift instabilities and to raise the etching uniformity of the whole area. The SHF-transistor elements having submicron sizes are produced.

ПЛАЗМОХИМИЧЕСКАЯ ТЕХНОЛОГИЯ В ПРОИЗВОДСТВЕ СВЧ-УСТРОЙСТВ С СУБМИКРОННЫМИ РАЗМЕРАМИ ЭЛЕМЕНТОВ

В.М. Коновал, В.В. Усталов, О.А. Федорович

СКТБ с ЭП НЦ "Институт ядерных исследований", 252028, Киев-28, пр. Науки, 47
тел. 265-24-36, факс 265-44-63

Аннотация - В работе приводятся результаты разработки плазмохимических технологий анизотропного травления элементов СВЧ-устройств с субмикронными размерами на плазмохимическом реакторе с замкнутым дрейфом электронов. Разработана технология травления алюминиевых, золотых, вольфрамовых, молибденовых, титановых и др. пленок, напыленных на арсенид галлия. Отработаны технологии травления пленок из золота и алюминия как в хлор-, так и фторсодержащих газах, что очень важно для сохранения субмикронных структур СВЧ-изделий после обработки. Травление селективно к арсениду галлия. В результате работы получены СВЧ-транзисторы на подложках из арсенида галлия и др. элементы с субмикронными размерами.

I. Введение

Широко используемое в настоящее время при изготовлении изделий микроэлектроники, СВЧ-техники и др. жидкостное травление элементов не позволяет получать субмикронные размеры. Более перспективным в этом направлении является плазмохимическое (сухое) травление с участием активных атомов галогенов (F, Cl, Br) галогеносодержащих газов и их смесей, а также химически активных ионов, которые образуются при различных электрических разрядах в газах. Плазмохимическое травление материалов и технологических слоев, используемых в микроэлектронном производстве имеет ряд преимуществ по сравнению с жидкостным: возможность получения элементов с микронными и субмикронными размерами, хорошую анизотропию травления, хорошую селективность и др.

II. Основная часть.

Плазмохимическая технология получения субмикронных размеров элементов

Плазмохимический реактор с замкнутым дрейфом электронов [1] обладает одним из важнейших преимуществ перед выпускаемыми в России и большинством зарубежных реакторов - возможностью регулировки энергии ионов в диапазоне от 20 эВ до 1000 эВ. Это позволяет проводить как плазмохимическое травление без радиационных повреждений и межслойных пробоев при энергиях ионов до 150 эВ, так и физическое и плазмохимическое распыление при энергиях ионов >300 эВ.

При разработке плазмохимической технологии травления металлических пленок и полупроводниковых материалов кроме ПХР использовалась экспериментальная установка, позволяющая: в широком диапазоне регулировать состав химически активной плазмы; регулировать и контролировать физические параметры разряда; расходы газов; проводить исследования оптического излучения плазмы в диапазоне 220 нм - 800 нм, а соответственно и качественный анализ; масс-спектрометрические исследования качественного состава плазмы; автоматически, при помощи обратных связей, поддерживать ток ВЧ-разряда и т.д.

Как известно, основная трудность травления алюминиевых пленок связана с необходимостью разрушения окисной диэлектрической пленки алюминия Al_2O_3 , имеющейся на поверхности. Окисление алюминия при попадании его в атмосферу связано с его высокой химической активностью и большими энергиями связи в молекуле Al_2O_3 [2]: Al_2O_3 - 8,65 эВ; Al_2O_2 - 4 эВ; Al_2O - 1,2 эВ и AlO - 5 эВ. Ранее считалось, что для разрушения пленки Al_2O_3 необходимо повысить энергию ионов до 300 эВ и более. Как показали исследования, приведенные в [5,6], действительно, при таких энергиях ионов удается разрушить окисную пленку, но возникают проблемы стойкости фото- и электронорезистов при получении глубин более 1 мкм. При этом также появляются радиационные повреждения слоев арсенида галлия, кремния, и фосфорносиликатных стеклянных пленок и возникают межслойные пробой, выводящие микросхемы или СВЧ транзисторы из строя. Следует отметить, что в этих работах проводились исследования травления алюминиевых пленок во фторсодержащих соединениях, более перспективных, чем хлорсодержащих, из-за отсутствия отрицательных последствий травления, проявляющегося в образовании соляной кислоты при вскрытии реактора и попадании образцов в

атмосферу, содержащую пары воды. При этом происходит коррозия пластин и оборудования и, как правило, разрушение элементов с микронными и субмикронными размерами. Поэтому необходима нейтрализация остатков продуктов реакции на поверхности обрабатываемых пластин, например в кислородной плазме в одном технологическом цикле. Во фторсодержащих средах удалось получить скорости травления алюминиевых пленок до 0,1 мкм/мин при подключении дополнительного генератора смещения, рабочем давлении в ПХР $\sim 10^{-3}$ мм рт.ст и рабочих токах в разряде ≤ 8 А. Но для травления алюминия во фторсодержащих газах необходимо использовать никелевую защитную маску толщиной 0.1-0.2 мкм, которая позволяет проводить травление на протяжении нескольких часов. Следует отметить, что этот процесс очень селективен по отношению к арсениду галлия и дает хорошую анизотропию > 7 при достигнутых глубинах ≤ 0.6 мкм и ширине канавок и шин $\cong 0.4$ мкм. Разрешающая способность травления определялась разрешающей способностью взрывной литографии.

Более летучие соединения алюминия образуются с хлором, например $AlCl_3$ с температурой кипения 180° С [3]. Поэтому дальнейшие исследования по травлению алюминия проводились в хлорсодержащих соединениях - при разрядах в парах четыреххлористого углерода или в смесях паров четыреххлористого углерода с аргоном или азотом. Как показано в [5], окисную пленку алюминия можно успешно разрушать уже при энергии ионов ≥ 40 эВ, но при использовании экзотермической химической реакции раскисления ее атомарным углеродом. При этом образуется летучее соединение CO с энергией связи 11,1 эВ, которая превышает самую высокую энергию диссоциации в молекуле Al_2O_3 (8.65 эВ). В ПХР с замкнутым дрейфом электронов настолько эффективно идет диссоциация молекул, что молекулы CCl_4 обдираются до атомарного углерода. Особенно эффективно это происходит при увеличении рабочего давления в камере до $10^{-2} - 10^{-1}$ мм рт.ст. О полной диссоциации четыреххлористого углерода свидетельствует достаточно интенсивный пик с атомным номером 12, соответствующий атому углерода, на масс-спектрограмме, полученной при помощи время пролетного масс-спектрометра MX-7304. На масс-спектрах наблюдаются также достаточно интенсивные пики CCl_3 , CCl_2 , $CCl:C:CO.CO_2:Ar$ и др. продукты диссоциации молекул и реакции, происходящих в ПХР.

Как показали технологические испытания, травление алюминиевых пленок в этом случае удается проводить уже при энергиях ионов ≥ 40 эВ, а скорость травления превышает 0.5 мкм/мин при анизотропии травления ≥ 7 . При этом в АО "Квазар" удается протравливать алюминиевые пленки глубиной до 1.6 мкм с шириной дорожек и канавок ~ 1 мкм с анизотропией 7. Условия травления следующие: начальный вакуум - 10^{-3} мм рт.ст., рабочее давление смеси паров четырех-хлористого углерода с азотом 10^{-1} мм рт.ст., ток в разряде 10 А и напряжение автосмещения 100 В. Используется обычный фоторезист ФП-051М, задублинный с толщиной ≤ 1.2 мкм. Подложка - кремний. Селективность процесса травления алюминия к кремнию > 10 . Разработана также технология нейтрализации остатков хлора. При контроле и поддержании основных параметров разряда, начальных и рабочих давлений в ПХР и расходов газов воспроизводимость процесса травления высокая, о чем свидетельствует его внедрение для серийного производства ИМС в АО "Квазар".

При разработке СВЧ транзисторов необходимо также проводить травление с микронными и субмикронными размерами элементов пленок молибдена (вольфрама) и золота, послойно нанесенных в вакууме. Пленки золота, как правило, травятся в хлорсодержащей плазме [3,4]. Но, как уже отмечалось выше, эффекты, связанные с остатками хлора в узких щелях и дальнейшее их соединение с парами воды в атмосфере с образованием соляной кислоты и дальнейшим растрогом узких полосок приводит до их полного стравливания с течением времени. Кроме того, подложки из арсенида галлия также хорошо травятся в хлорсодержащей плазме. Поэтому было целесообразно разработать технологию травления пленок, послойно нанесенных на арсенид галлия, селективную по отношению к подложке и без дальнейшего растрого в атмосфере. Такая технология травления золотых пленок, послойно нанесенных на пленки молибдена или вольфрама была разработана при использовании элегаза (SF_6). Однако, при простом травлении пленки золота не травились во фторсодержащей плазме даже при энергиях ионов до 200 эВ. Только подключение к ПХР дополнительного генератора с регулируемой частотой 100-500 кГц позволило получить травление пленок из золота со скоростью до 0,1 мкм/мин при токах в разряде до 8 А. Дальнейшее повышение скорости травления возможно с увеличением плотности разрядного тока, но ограничено стойкостью резистов. Наиболее стойкими оказались послойно нанесенные электронный резист ПММА и фоторезист Az-1350. Травление проводилось в плазме элегаза с добавкой кислорода для увеличения анизотропии травления при рабочих давлениях 10^{-3} мм рт.ст. Получены элементы СВЧ-транзисторов с субмикронными размерами с подложкой из арсенида галлия с послойно нанесенными пленками из молибдена (вольфрама) толщиной 0.2-0.4 мкм и золота толщиной 0.2-0.3 мкм с шириной полос до 0.5 мкм и щелей ~ 0.5 мкм и с глубинами до 0.9 мкм.

Возможно и травление кремния с субмикронными размерами. Получены столбики из кремния высотой до 0.5 мкм с диаметром столбиков ~ 0.1 мкм. Получены также острия из кремния для разработки приборов, основанных на автоэлектронной эмиссии.

III. Заключение

На базе ПХР с замкнутым дрейфом электронов разработаны технологии травления пленок алюминия, послойно нанесенных пленок молибдена (вольфрама) и золота с микронными и субмикронными размерами элементов, необходимыми для производства изделий СВЧ, больших и сверхбольших интегральных микросхем, для построения функциональных интегральных схем большой сложности, лежащих в основе очередного, качественно нового, этапа развития микроэлектроники, а также для развития микроэлектроники, базирующейся на электронной эмиссии. Разработаны технологии травления как в хлор-, так и фторсодержащих соединениях. Результаты получены благодаря низким энергиям ионов (до 100 эВ) и высокой степени диссоциации и ионизации реагирующих газов. Подобраны резисты, позволяющие получать субмикронные размеры.

VI. Список литературы

- [1] А.Ю. Попов, В.В. Усталов, О.А. Федорович, "О технологических возможностях ПХР с замкнутым дрейфом электронов". Тез. докл. конф. "Тонкие пленки в производстве п/п приборов и интегральных схем", 1990, с.109.
- [2] Молекулярные постоянные неорганических соединений. Справочник под ред. Краснова К.С. изд. "Химия", Ленинград. отд. 1968, 256 с.
- [3] В.С. Данилин, В.Ю. Киреев. Применение низкотемпературной плазмы для травления и очистки материалов М., Энергоатомиздат, 1987, 264 с.
- [4] О.Д. Парфенов, Технология микросхем, М., "Высшая школа", 1986, 320 с.
- [5] В.М. Коновал, В.В. Усталов, О.А. Федорович, "Плазмохимическое травление алюминиевых пленок с микронными и субмикронными размерами элементов при низких энергиях ионов". - Труды Украинского вакуумного общества. Т.1, К., 1995, с.55-60.
- [6] В.М. Коновал, В.В. Усталов, О.А. Федорович, "Технология травления алюминиевых пленок с микронными и субмикронными размерами элементов". - Матеріали щорічної наукової конференції Інституту ядерних досліджень НАН України (збірник доповідей). Київ, 1994, с.169-172.

PLASMOCHEMICAL TECHNOLOGY IN PRODUCING OF SHF-DEVICES WITH ELEMENTS OF SUBMICRON SIZES

Konovall V.M., Ustalov V.V., Fedorovich O.A.

*SDTB of Scientific Centre "Institute of Nuclear Research", 47 Nauki Ave., Kiev-28, Ukraine
tel. (044) 265-24-36, fax (044) 265-44-63*

This work presents the designing results of the plasmochemical technology of anisotropical etching of SHF-devices elements having submicron sizes in plasmochemical reactor with closed electron drift. The technology of etching of Al, W, Mo, Ti and other films sprayed on GaAs is designed. The technologies of etching of films from Au and Al in Cl- as well as in F-containing gases have been worked out. That is important to remain the submicron structures of SHF-devices after treatment. It is possible due to the application of additional bias generator which takes off the charges from the surface of semiconductors and dielectrics and allows to control the ion energy in wide range. The etching is selected to GaAs. The problem of etching of narrow slots with sizes > 0.3 mm and depth < 0.5 mm is solved. The silicon apices with height 0.5 mm and diameter > 0.1 mm have been obtained. The distinguish aptitude during etching has been determined by the lithography aptitude. The etching anisotropy is > 7 . The resists are selected to fit for the obtaining of submicron sizes during plasmochemical etching. As the result of work, the SHF-transistors on the GaAs base have been worked out.

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДИОДОВ С ДВУХБАРЬЕРНОЙ КВАНТОВОЙ СТРУКТУРОЙ НА РАБОТУ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ НА ИХ ОСНОВЕ

С.И. Санин, Э.Д. Прохоров, А.В. Дядченко

Харьковский государственный университет, 310077, Харьков, пл. Свободы, 4.

Аннотация - Проведено исследование влияния параметров диодов с двухбарьерной квантовой структурой (ДБКС), таких как: ширина квантовой ямы, толщина и высота потенциальных барьеров на работу умножителей частоты.

I. Введение

Одним из новых типов полупроводниковых приборов, способных работать в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах длин волн, являются диоды с ДБКС. Расширение частотного диапазона таких диодов возможно при использовании их в качестве нелинейных элементов умножителей частоты. Большое влияние на работу данных умножителей оказывают параметры диодов с ДБКС: ширина квантовой ямы, толщина и высота потенциальных барьеров. Изменение этих параметров ведет к изменению эффективности умножения.

Для рассмотрения работы умножителей частоты на основе диодов с ДБКС использовалась модель, описанная в [1]. Данная модель основывается на определении величины плотности тока, протекающего через диод.

II. Основная часть

Расчеты умножителя частоты на основе диода с ДБКС были проведены исходя из следующих предположений. Диод помещается в двухконтурный резонатор. На диод от внешнего источника подается высокочастотное напряжение вида: $U(t) = U_1 \sin(\omega t)$, где ω - частота, на которую настраивается один из резонаторов. В результате на диоде начинает действовать напряжение сложной формы, состоящее из первой и n -й гармоник. Для получения умножения частоты, второй резонансный контур настраивался на нужную гармонику. Примером такой модели может служить конструкция умножителя частоты на основе скрещенных волноводов - волновода основной частоты и волновода n -й гармоники.

Зная вид напряжения, действующего на диоде, с помощью модели, представленной в [1], находим протекающий через диод ток. Оптимизация характеристик умножителей проводилась по так называемому коэффициенту преобразования частоты (КПЧ) [2,3].

Вид диода с ДБКС представлен на рис.1. Изменение ширины квантовой ямы a и толщины потенциальных барьеров b_1 и b_2 возможно технологическим путем, а высота потенциальных барьеров V_1 и V_2 будет зависеть от химического состава ДБКС. Полупроводниковые соединения, на основе которых возможно создание диодов с ДБКС, выбирались исходя из принципов изложенных в [1]. Потенциальные барьеры образованы из полупроводниковых соединений, имеющих более широкую запрещенную зону, а полупроводниковые соединения, имеющие меньшую ширину запрещенной зоны, образуют квантовую яму и контактные слои.

Умножение частоты возможно как с приложением напряжения питания на диод, так и без приложения питания [2]. Исследования [1,2] показали, что если на диод при умножении частоты не подавать напряжения питания, то наибольшая эффективность будет получена на четных гармониках, а при подаче напряжения питания - на нечетных.

Основываясь на полученных в работе [3] результатах умножения частоты на диодах с ДБКС, состоящей из $Al_{0.2}Ga_{0.8}As/GaAs$, проведены исследования влияния ширины квантовой ямы, толщины и высоты потенциальных барьеров на эффективность умножения.

Без подачи напряжения питания (рис.2) возможно эффективное умножение на второй гармонике в широком диапазоне изменения ширины квантовой ямы - 2...7 нм. Максимальное значение КПЧ достигается при ширине квантовой ямы 4...6,5 нм. При работе на четвертой гармонике диапазон изменения ширины квантовой ямы несколько уменьшится, однако максимальное значение КПЧ достигается в том же диапазоне изменения ширины квантовой ямы, что и при умножении на второй гармонике. При умножении на шестой гармонике диапазон изменения ширины квантовой ямы составляет

3...8 нм. Но максимальное значение КПЧ достигается в том же диапазоне изменения ширины квантовой ямы, что и в двух предыдущих случаях.

Изменение толщины первого и второго потенциального барьера для случая, когда ширина квантовой ямы оставалась постоянной, привело к тому, что максимальное значение КПЧ было достигнуто в диапазоне 2...4 нм, как при умножении на второй, так и при умножении на четвертой и шестой гармониках (рис.3). Увеличение толщины барьеров ведет к резкому падению эффективности умножения.

При подаче на диод с ДБКС напряжения питания были получены аналогичные результаты. Максимальное значение КПЧ достигается при умножении на третьей и пятой гармониках приблизительно в тех же пределах изменения ширины квантовой ямы и толщины потенциальных барьеров, что и при умножении без подачи напряжения питания на второй, четвертой и шестой гармониках.

Изменение высоты потенциальных барьеров, соответствующее изменению количественного состава химических элементов $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$, показало, что наиболее эффективное умножение частоты возможно при $x=0,2...0,4$.

Исследование влияния изменения ширины квантовой ямы и остальных параметров ДБКС на эффективность умножения для других полупроводниковых соединений, из которых может состоять ДБКС, дало аналогичные результаты.

III. Заключение

Таким образом, в результате проведенных исследований можно сделать вывод, что максимальное значение КПЧ достигается при умножении частоты на диодах с ДБКС в среднем при ширине квантовой ямы 4...6 нм и толщине потенциальных барьеров 2...4 нм.

IV. Список литературы

- [1] 1. Аркуша Ю.В., Прохоров Э.Д., Санин С.И. // Техника мм и субмм диапазонов радиоволн. Сб. научных трудов ИРЭ НАН Украины, Харьков, 1993, с.41-44.
- [2] 2. Прохоров Э.Д., Санин С.И. // Доклады НАН Украины. 1996, N 5, с.78-81.
- [3] 3. Аркуша Ю.В., Прохоров Э.Д., Санин С.И. // 5-я Крымская конференция и выставка "СВЧ - техника и спутниковые телекоммуникационные технологии", Севастополь, 25-27 сентября, 1995, с.131-134.

THE INFLUENCE OF DOUBLE-BARRIER QUANTUM WELL PARAMETERS ON WORK OF FREQUENCY MULTIPLIERS ON THEIR BASE

Sanin S.I., Prokhorov E.D., Diadchenko A.V.
Kharkov State University, 4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine
tel. 47-19-88, 43-08-83

One of the possible means of improvement of the frequency possibilities of diodes with double-barrier quantum well (DBQW) is using of such diodes as nonlinear elements in the frequency multipliers. DBQW parameters, such as: quantum well width, potential barrier height, thickness and chemical composition of DBQW, influence on the work of frequency multipliers very much. The researches allowed to determine the optimal parameters and DBQW composition which are necessary to obtain the most effective frequency multiplication.

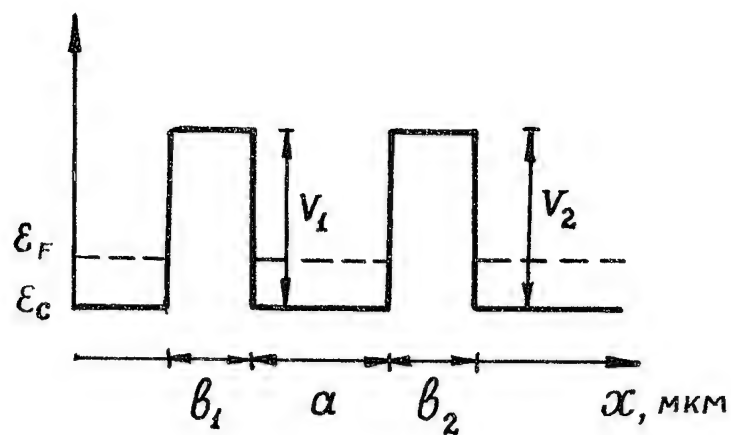


Рис. 1

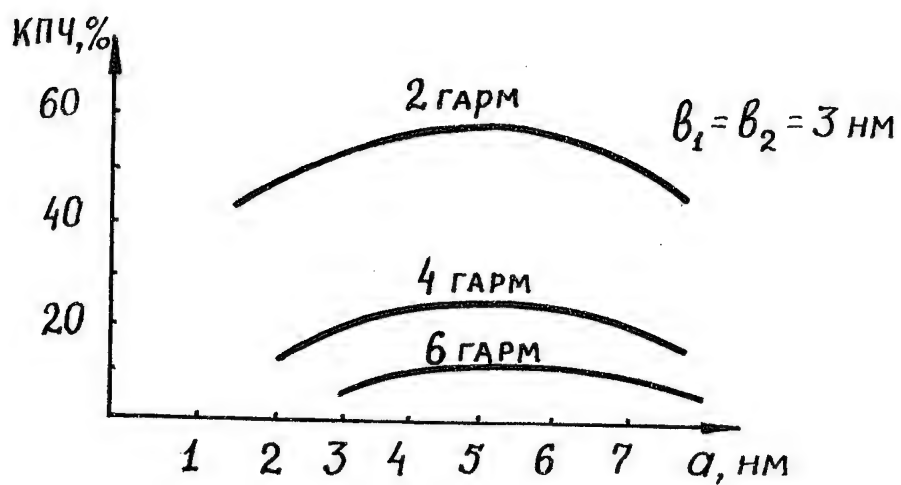


Рис. 2

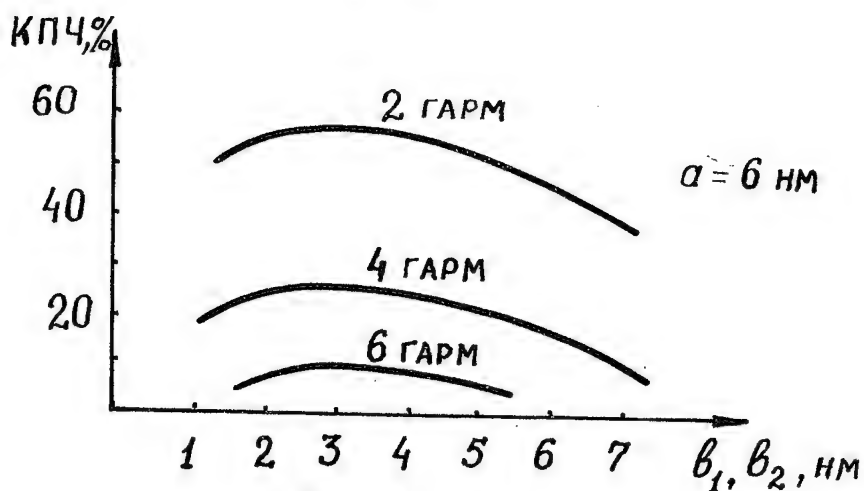


Рис. 3

КОМПЛЕКС ПРОГРАММ МОДЕЛИРОВАНИЯ НАНОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ НА ОСНОВЕ ЭФФЕКТОВ ОДНОЭЛЕКТРОННОГО И РЕЗОНАНСНОГО ТУННЕЛИРОВАНИЯ

И.И. Абрамов, И.А. Гончаренко, Е.Г. Новик, И.В. Шеремет

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники,

220027, Минск, П. Бровки 6

Аннотация

В докладе описаны модели, положенные в основу разработанного комплекса программ моделирования приборов на основе эффектов одноэлектронного (кулоновская блокада) и резонансного туннелирования. Комплекс состоит из двух подсистем, которые могут использоваться для расчета указанных двух типов нанoeлектронных приборов. В докладе приводятся результаты расчета параметров одноэлектронного транзистора и туннельно-резонансных структур с применением разработанного комплекса программ, предназначенного для использования на персональных ЭВМ типа IBM PC/AT.

1. Введение

В настоящее время в связи с интенсивным развитием качественно новых методов нанотехнологии большое внимание уделяется разработке наноразмерных приборов на основе эффектов одноэлектронного и резонансного туннелирования. Такие структуры могут обладать высокими значениями полезных характеристик и использоваться при создании устройств хранения и обработки информации. Уже имеются сообщения о реально работающих приборах на основе вышеуказанных эффектов: *n*- и *p*-канальные одноэлектронные транзисторы, резонансно-туннельные транзисторы и диоды, ячейки памяти на резонансно-туннельных структурах и др.

2. Модели приборов на основе эффектов одноэлектронного и резонансного туннелирования

Был проведен анализ моделей для расчета ряда основных геометрических и электрических параметров одноэлектронных транзисторов [1]: 1) рабочей температуры, которая исключает влияние термических флуктуаций на токи и напряжения на переходах;

2) проводимости туннельных переходов, необходимой для изоляции проводящего "островка" от остальной части системы; 3) рабочего напряжения на приборе; 4) граничной частоты работы прибора; 5) емкости и площади туннельных переходов и проводящего "островка". В качестве примера была рассмотрена структура транзистора в виде точечного проводящего "островка", соединенного с электродами посредством туннельных переходов. Отмеченные модели использовались при разработке алгоритма и программы расчета одноэлектронных транзисторов.

Модели, предназначенные для расчета прозрачности резонансно-туннельных структур, делятся на два класса: модели, полученные в ВКБ приближении, и модели, основанные на методе матриц переноса. В ВКБ приближении требуется относительно медленное изменение потенциала в структуре на расстоянии порядка длины волны де Бройля электрона. Хотя это условие не всегда выполняется, особенно в структурах с малой толщиной барьеров, данный метод целесообразно использовать для экспрессных оценок. С помощью метода матриц переноса осуществляется решение уравнения Шредингера для каждой области структуры. Он достаточно прост в реализации и дает прямую зависимость прозрачности резонансно-туннельных структур от энергии падающего электрона.

На основе ряда моделей ВКБ [2,3] и матриц переноса [4,5] разработаны алгоритм и программа одномерного расчета прозрачности резонансно-туннельных структур с произвольной конфигурацией барьеров. Для расчета вольт-амперной характеристики резонансно-туннельных структур необходимо вычисление тройного интеграла, что является очень сложной задачей, учитывая сильную нелинейность подынтегрального выражения. В связи с этим расчет вольт-амперной характеристики производится с использованием упрощающих предположений [4] по разработанному алгоритму.

3. Результаты расчетов

Реализующий отмеченные модели и алгоритмы комплекс программ использовался для расчета параметров одноэлектронного транзистора для различных значений ширины и высоты барьера в туннельных переходах (d и ϕ_0 соответственно) и коэффициента усиления по напряжению (k). В зависимости от высоты барьера в туннельных переходах ϕ_0 и радиуса проводящего "островка" r_0 были рассчитаны: общая емкость проводящего "островка" C_t , рабочее напряжение на приборе V_{op} , граничная частота F_t и рабочая температура T_{op} . Рассчитаны также наиболее оптимальные геометрические размеры одноэлектронного транзистора. Графики (рис. 1а, 1в, 1д) получены в результате расчетов по модели,

рассматривающей только геометрию истока, а графики (рис. 1б, 1г, 1е) - при использовании для расчетов сферической модели прибора.

Так же были произведены расчеты прозрачности (рис. 2а, 2в, 2д) и плотности тока (рис. 2б, 2г, 2е) для туннельно-резонансных структур с числом барьеров от двух до четырех для моделей [4] и [5]. Высота барьеров выбиралась равной 1.355 эВ, что соответствует переходу AlAs/GaAs. Толщина барьеров задавалась равной 20 Å, а ям - 40 Å. Типичное время расчета с использованием метода матриц переноса составляет 1-2 минуты для прозрачности и 30-40 минут для токов на ПЭВМ IBM 486 DX-2/66.

4. Заключение

Разработанный комплекс программ моделирования является основой для проведения анализа геометрических и электрических параметров нанoeлектронных приборов на основе эффектов одноэлектронного и резонансного туннелирования. Проведенные расчеты и подобные им могут служить в качестве предварительных инженерных оценок параметров указанных двух типов нанoeлектронных приборов.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Республиканской межвузовской программы фундаментальных исследований в области естественных наук "Физические основы получения, диагностики, функционирования и применения низкоразмерных элементов и систем", грант 04.04.

Список литературы

1. Lutwyche M.I., Wada Y. J. Appl. Phys., 1994, Vol. 75, № 7, p. 3654.
2. Иогансен Л. В. ЖЭТФ, 1963, Том 45, Вып. 2 (8), стр. 207.
3. Бом Д. Квантовая механика М.: Наука, 1961.
4. Tsu R., Esaki L. Appl. Phys. Lett., 1973, Vol. 22, p. 562.
5. Araki K. J. Appl. Phys., 1987, Vol. 62, № 3, p. 1059.

A SIMULATOR FOR COULOMB BLOCKADE AND RESONANT TUNNELING DEVICES

Abramov I.I., Goncharenko I.A., Novik E.G., Sheremet I.V.

Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics, 6 P. Brovka, Minsk-220027, Belarus
E-mail abramov@nano.rei.minsk.by

The models, the methods and algorithms of a simulator for single-electron (Coulomb blockade) and resonant tunneling devices are described in this paper. The simulator can be divided on the two independent modelling subsystems for Coulomb blockade and resonant tunneling devices, respectively. A special algorithm for the tunneling current calculation in resonant tunneling devices was developed. A comparison between the experimental data and simulation results for various devices is presented. The simulator was developed for IBM PC/AT computers.

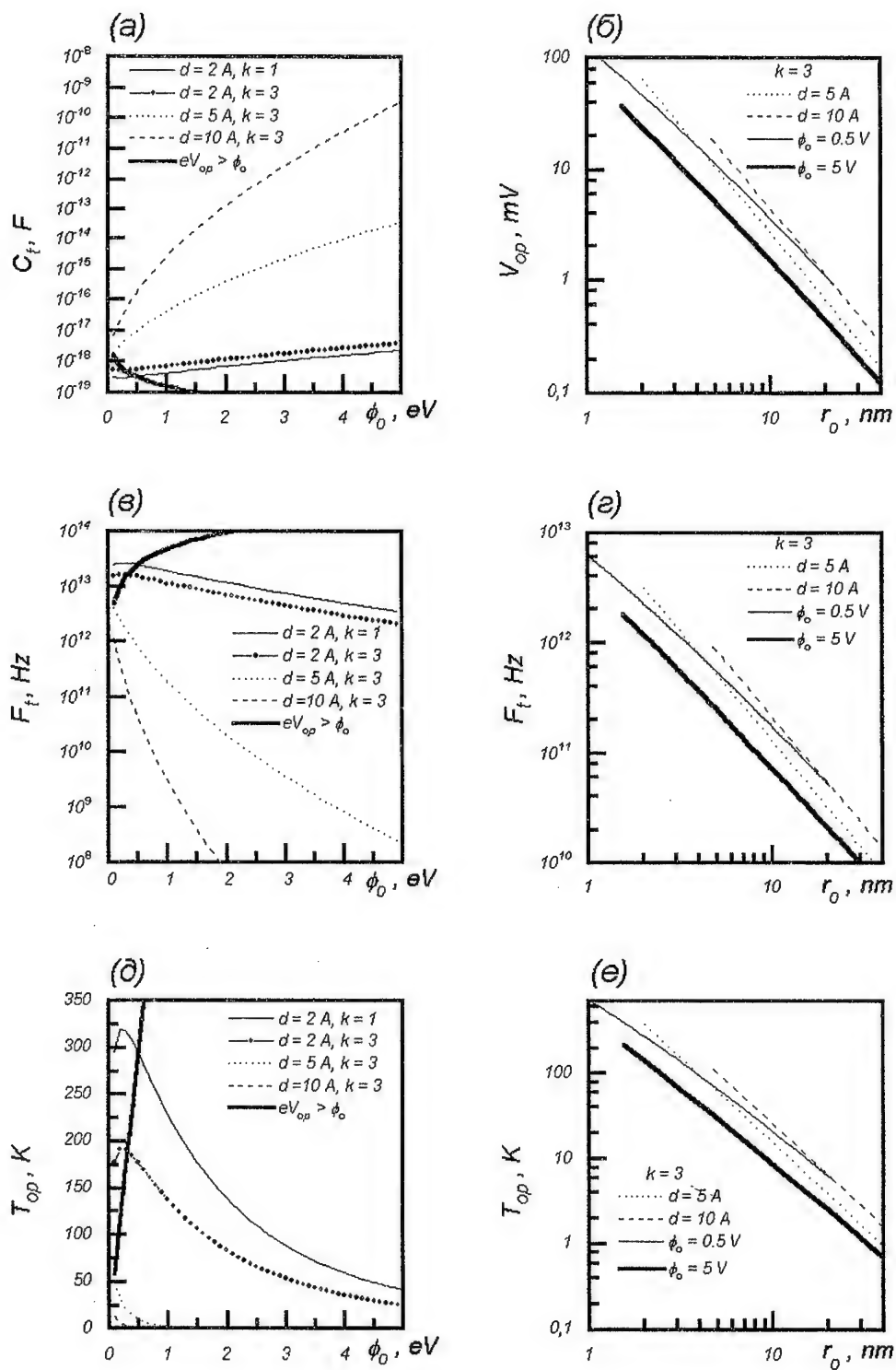


Рис. 1. Параметры одноэлектронного транзистора.

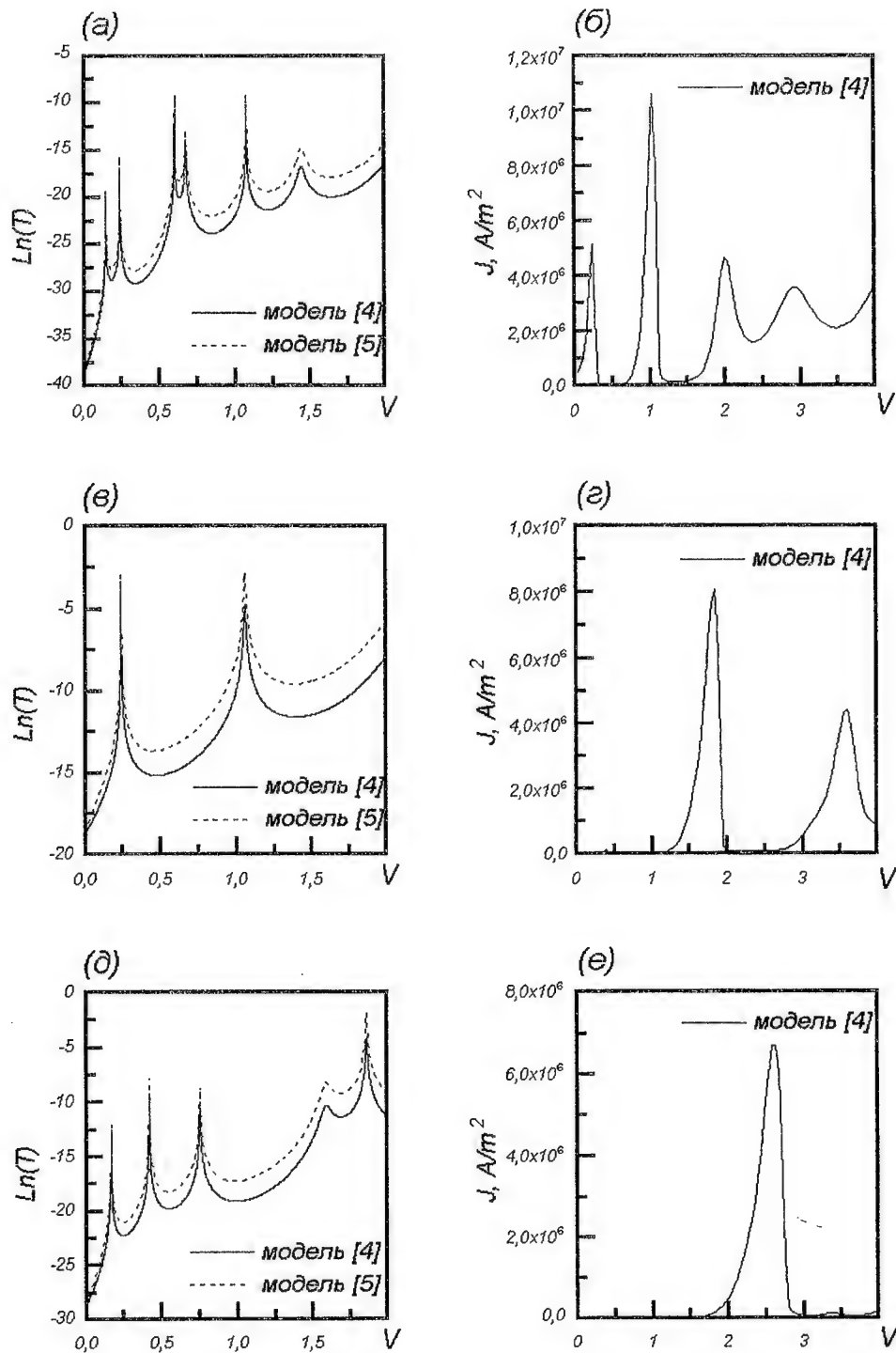


Рис. 2 Параметры резонансно-туннельных структур:
(а),(б) - 2 барьера; (в),(г) - 3 барьера; (д),(е) - 4 барьера.

ЭКСИТОНЫ В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИНЖЕКЦИОННЫХ ЛАЗЕРАХ НА ОСНОВЕ КВАНТОВО-РАЗМЕРНЫХ СТРУКТУР

Ванцан В.М., Пашенко А.Г.

*Харьковский государственный технический университет
радиоэлектроники*

310726, Харьков, пр. Ленина, 14, факс 0572-409113

Аннотация

Обоснована возрастающая роль экситонов в физических процессах, протекающих в полупроводниковых инжекционных лазерах на основе квантово-размерных структур. Расчитаны энергетические уровни экситонов Ванье-Мотта в квантово-размерных структурах различной конфигурации. На основании решения скоростных уравнений с учётом экситонов получены зависимости количества фотонов, электронов и экситонов от величины тока инжекции в допороговой, пороговой и вышепороговой областях.

1. Введение

Возможность создания полупроводниковых инжекционных лазеров с использованием электронов была рассмотрена в работах Машкевича В.С. [1,2]. При этом отмечалось, что экситонные переходы могут служить каналом для накачки; экситонное поглощение и поглощение света экситонами могут давать существенный вклад в потери; связывание свободных носителей в экситоны может быть существенной причиной уменьшения концентрации носителей, затрудняющей генерацию, и, наконец, возможна лазерная генерация на экситонных переходах. Однако, в инжекционных лазерах на основе массивных (объёмных) гомо- и гетеро р-п переходов, роль экситонов невелика, поскольку их энергия связи меньше, чем тепловая энергия kT и экситоны диссоциируют безизлучательно при температурах близких к комнатной. Отличительной особенностью квантово-размерных структур является возможность локализации большого количества носителей в ограниченном объеме и квантовая энергия этих носителей. При этом, условия взаимодействия частиц и их полей существенно меняются по сравнению с массивным (объёмным) образцом. Поэтому, вклад экситонов в процессы люминесценции и генерации лазерного излучения существенно возрастает не только при низких, но и при высоких температурах, вплоть до 200°C [3]. В этой связи, при изучении физических процессов в полупроводниковых инжекционных лазерах на основе квантово-размерных структур, необходимо учитывать влияние экситонных процессов.

II. Теоретические результаты

В работе исследовались полупроводниковые инжекционные Ga As/AL_xGa_{1-x}As лазеры на основе (КРС).

Полный гамильтониан для экситонов Ванье-Мотта в системе, состоящей из активного слоя Ga As, расположенного между двумя слоями Ga_{1-x}Al_xAs в приближении эффективной массы, имеет вид:

$$H = -\frac{\hbar^2}{2m_e} \frac{\partial^2}{\partial Z_e^2} - \frac{\hbar^2}{2m \pm} \frac{\partial^2}{\partial Z_h^2} - \frac{\hbar^2}{2\mu \pm} \left[\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial}{\partial \rho} \right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} \right] - \frac{e^2}{\epsilon_0 |\vec{r}_e - \vec{r}_h|} + V(Z_e) + V(Z_h), \quad (1)$$

где m_e - эффективная масса электрона в зоне проводимости, $m \pm$ - эффективная масса легкой "-" и тяжелой "+" дырок в валентной зоне, $\mu \pm$ - приведенная масса легкого "-" и тяжелого "+" экситонов, $V(Z_e)$, $V(Z_h)$ - высота потенциального барьера для электрона в зоне проводимости и дырок в валентной зоне, Z_e , Z_h - координаты электрона и дырки, \vec{r}_e , \vec{r}_h - положение электрона и дырки, связанных кулоновским взаимодействием, ρ - координата центра масс в экситоне, \hbar - постоянная Планка, ϵ_0 - универсальная диэлектрическая постоянная.

В данной работе волновые функции и собственные значения энергии электронов, легких и тяжелых дырок, легких и тяжелых экситонов определялись на основании решения уравнения Шредингера с гамильтонианом (1). Задача решалась для случаев: бесконечно высокого барьера, барьера конечной высоты и "бесконечной" ширины и барьера конечной высоты и ширины с учетом анизотропии эффективных масс частиц в зависимости от состава материала барьера.

Скоростные уравнения для плотности фотонов, концентрации электронов и экситонов имеют вид:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{J}{ed} - \frac{N}{\tau_s} - \alpha N P_1 - \frac{N}{\tau_{ex}}, \quad (2)$$

$$\frac{dN_{ex}}{dt} = \frac{N}{\tau_{ex}} - \frac{N_{ex}}{\tau_s^*} - \alpha N_{ex} P_2, \quad (3)$$

$$\frac{dP_1}{dt} = \alpha N P_1 + \beta \frac{N}{\tau_s} - \frac{P_1}{\tau_p}, \quad (4)$$

$$\frac{dP_2}{dt} = \alpha N_{ex} P_2 + \beta \frac{N_{ex}}{\tau_s^*} - \frac{P_2}{\tau_p}. \quad (5)$$

Здесь N - концентрация носителей заряда (электронов), инжектированных в активную область, J - плотность тока накачки, α - коэффициент оптического усиления, P_1 - плотность фотонов, возникающих благодаря излучательной рекомбинации инжектированных в активную область электронов, e - заряд электрона, τ_s - время спонтанной излучательной рекомбинации носителей, d - толщина активной области, N_{ex} - концентрация экситонов, возникающих благодаря связыванию инжектированных носителей, τ_s^* - время спонтанной излучательной рекомбинации экситонов, τ_{ex} - спонтанное время жизни экситонного уровня (время связывания инжектированного, свободного носителя в экситоне), β - доля спонтанного излучения, попадающего в лазерную моду, P_2 - плотность фотонов, возникающих в результате рекомбинации экситонов, τ_p - время жизни фотона в резонаторе.

Для удобства решения системы скоростных уравнений (2-5) проведем нормировку переменных: $N \sim 1/\alpha\tau_p$; $N_{ex} \sim 1/\alpha\tau_p$; $P_1 \sim 1/\alpha\tau_s$; $P_2 \sim 1/\alpha\tau_s^*$; $J \sim ed/\alpha\tau_s\tau_p$; $\tau \sim \tau_s$.

С учетом принятой нормировки система уравнений (2-5) переписывается так:

$$\frac{dN}{dt} = J - N - (N - N_{om})P_1 - \gamma_1 N, \quad (6)$$

$$\frac{dN_{ex}}{dt} = \gamma_1 N - \gamma_2 N_{ex} - P_2 N_{ex}, \quad (7)$$

$$\frac{dP_1}{dt} = \gamma_2 \left[\Gamma (N - N_{om}) P_1 - \Gamma \beta N - P_1 \right], \quad (8)$$

$$\frac{dP_2}{dt} = \gamma \left[\Gamma N_{ex} P_2 - \gamma_2 \Gamma N_{ex} - P_2 \right], \quad (9)$$

Здесь $\gamma_1 = \tau_s / \tau_{ex}$, $\gamma = \tau_s / \tau_p$, $\gamma_2 = \tau_s / \tau_s^*$, Γ - коэффициент оптического ограничения, N_{om} - концентрация электронов, соответствующая на ступлению инверсии.

Ватт-амперные характеристики инжекционного квантово-размерного $\text{GaAs}/\text{Al}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}$ лазера были рассчитаны на основе стационарных реше-

III. Заключение

Полученные в работе решения уравнения Шредингера для различных конфигураций квантово-размерных структур могут быть использованы для вычисления частот излучательных лазерных переходов, а решения стационарных скоростных уравнений позволяют оценить плотность фотонов, концентрацию электронов и экситонов в допороговой, пороговой и вышепороговой областях.

IV. Список литературы

1. Машкевич В.С. Основы кинетики излучения лазеров. - Киев: Наукова Думка, 1966. - 234 с.
2. Машкевич В.С. Кинетическая теория лазеров. - М.: Наука, 1971. - 472 с.
3. Физика полупроводниковых лазеров. Пер. с японск. / Под ред. Х. Такумы. - М.: Мир, 1989. - 310с.

EXCITONS IN SEMICONDUCTOR INJECTION LASERS ON QUANTUM WELL STRUCTURE BASIS

Vantsan V.M., Pashchenko A.G.

Kharkov State Technical University of Radioelectronics, 14 Lenin Ave., Kharkov-310726, Ukraine
fax 0572 409113

The results of investigation of exciton effects on the generation process in semiconductor injection lasers on the base of quantum well structures (QWL) are presented. On the base of Schrodinger equation solution the quantum well effect origination mechanism is shown, the excitons increasing significance in the process of generation of laser radiation is substantiated. The Winner-Mott excitons behaviour in QWS of various configuration is considered as well as the dependence of particles (electrons, light and heavy holes, light and heavy excitons) energy level on the mole fraction of aluminium - the third component of solid solution of barrier material. On the base of the classical rate equations, taking into account the excitons, the dependences of the photons and electrons quantity on pumping velocity and temperature were obtained. The computations were carried out in the below threshold, threshold and above threshold regions; the laser characteristic of transition from the superluminescence to the generation regime is observed.

CARRIER TRANSPORT PHENOMENA IN SCH QUANTUM-WELL LASER DIODES FOR MICROWAVE FIBRE OPTIC TELECOMMUNICATION SYSTEMS

Wolfgang Freude*

Igor A. Sukhoivanov†

Abstract

The modulation capability of separate confinement quantum-well laser diodes depends strongly on carrier transport and gain saturation phenomena. Ambipolar diffusion, and a nonlinear gain compression factor ε_G which varies with the injection current are discussed with a view to the large signal behaviour of the device.

I Introduction

Carrier transport effects influence significantly the high speed dynamics of quantum-well laser diodes (LD): Firstly, the flow of carriers from the device contacts into the active region and their interaction with the resonator photons introduce time delays and resonances [1] [2], secondly, the intraband Coulomb and LO phonon scattering of the carriers cause a nonlinear gain saturation [3]. Detailed models have been developed varying widely in mathematical and numerical complexity; however, for illustrating the basic principles relatively little sophistication is required.

II Laser model and results

Ambipolar diffusion and lifetimes Figure 1 shows the flat-band energy diagram of a 5-layer P-i-i-N separate confinement heterostructure core (SCH, subscript K) of width $d_K = 163$ nm with a single narrow quantum film (QF, subscript F) of width $d_F = 5.7$ nm; W_L (W_V) are the energies of the conduction (valence) band edges, W_{Fn} (W_{Fp}) the quasi Fermi levels, L_n (L_p) the diffusion lengths for electrons (holes), and the quantities $D_{n,p} = 70; 5$ cm²/s, $D_a = 2D_nD_p/(D_n + D_p) = 9$ cm²/s, $\tau_a \approx 0.5$ ns, $L_a = \sqrt{D_a\tau_a} = 0.67$ μ m, $b = 3$ μ m, $L = 100$ μ m represent the diffusion constants for electrons and holes in the core, the ambipolar diffusion constant, the ambipolar lifetime and diffusion length, the width, and the length of the active region, respectively. The simplified embedding equivalent circuit of the LD in Figure 2 includes the nearly current-independent quantities bulk resistance $R_S \approx 4$ Ω and reverse-biased junction capacitance $C_{pn} \approx 2$ pF, the influences of which will be neglected here. The external voltage $U = U_K$ and the injection current $I = I_K$ drive the inner LD model; the voltage $U_K = (W_{Fn} - W_{Fp})/e = U - R_S I$ across the core region is determined by the separation of the quasi Fermi levels and the elementary charge e ; at and above threshold, this difference becomes fixed by the lasing process. Current I_K , and core carrier concentration n_K near $x = 0$ depend on U_K (constants I_s , n_s , temperature voltage $U_T = kT/e = 25$ mV) as $n_K = n_s e^{U_K/(2U_T)}$ and $I_K = I_s e^{U_K/(2U_T)}$.

Typical device data are found in [4, Table 3.2] [5, p. 1999] [6] [7] for a (Ga_{1-x}Al_x)As LD emitting at a vacuum wavelength $\lambda = 0.85$ μ m. At threshold (subscript S) the carrier densities in core and film are $n_{K;FS} \approx 2.5 \times 10^{16}; 4.4 \times 10^{18}$ cm⁻³, so the average carrier distances amount to $\delta_{K;F} \approx n_{K;FS}^{-1/3} \approx 34; 6$ nm. The de Broglie wavelength at room

*W. Freude, *Senior Member, IEEE*, is with the Institut für Hochfrequenztechnik und Quantenelektronik, Universität Karlsruhe, Kaiserstr. 12, D-76128 Karlsruhe, Germany.
E-mail: W.Freude@etec.uni-karlsruhe.de

†I. A. Sukhoivanov, *Member, IEEE*, is with the Technical University of Radioelectronics Kharkov, Chair for Physical Foundations of Electronic Technology, Lenini-Prospekt 14, 310726 Kharkov, Ukraine.
E-mail: Suchoiwanow@office.kharkov.ua

temperature for electrons (holes) is $\lambda_{n,p} = 30; 11$ nm, while in GaAs the scattering length over which the electron (hole) wave maintains its phase coherence amounts to about 50 nm (about 7 nm, because of the sevenfold larger hole mass). Therefore, the carrier transport may be treated classically with the ambipolar diffusion model assuming charge quasi-neutrality assuming $n = p$ (neglecting the small regions of one Debye length $L_D \ll d_K$ next to the QF), and strong forward bias (high total current density $J_K = 200 \dots 900$ A/cm²). Ambipolar recombination rate r_a and lifetime τ_a in core and QF depend on n and on the recombination coefficients $A = 1/(0.5 \text{ ns})$ (non-radiating), $B = 7 \times 10^{-10} \text{ cm}^3/\text{s}$ (radiating band-band transition), $C = 0$ (no Auger processes for (Ga,Al)As; $C = 4 \times 10^{-29} \text{ cm}^6/\text{s}$ for (In,Ga)(As,P)),

$$r_a(n) = n/\tau_a(n), \quad \tau_a(n) = (A + Bn + Cn^2)^{-1}. \quad (1)$$

Because $A \gg Bn_K + Cn_K^2$ is valid, $dr_a(n_K)/dn_K = \tau_a^{-1} = A$ holds in the core. A small-signal ansatz of the type $Q(t, x) = Q_0(x) + \Re\{\hat{Q}(x)e^{j\omega t}\}$ with angular frequency ω leads to the ambipolar diffusion equations

$$\left(\frac{d^2}{dx^2} - L_a^{-2}\right) n_{K0}(x) = 0, \quad \left(\frac{d^2}{dx^2} - L_a^{-2}(1 + j\omega\tau_a)\right) \hat{n}_K(x) = 0, \quad \tau_{KT} = \frac{\tau_a}{2} \left(\frac{d_K/2}{L_a}\right)^2. \quad (2)$$

The solution [8] of Eq. (2) requires appropriate boundary conditions (BC). Below threshold where induced emission from the QF is negligible we apply Neumann BC (NBC) $dn_{K0}(x)/dx|_{\pm d_K/2} = \pm J_{K0}/(2eD_{n,p})$; the upper (lower) sign belongs to the first (second) subscript n (p). Above threshold where n_F and n_K become clamped by the lasing process, the core has to be divided into separate regions $x \leq 0$, $x \geq 0$, so that mixed BC (mBC) at $x = 0$ (Dirichlet, $n_K(t, 0) = n_{K0}(0)$), and at $x = \pm d_K/2$ (NBC as above) are appropriate. Therefore, the small-signal charge-up time constant is $\tau_K = \tau_a$ below threshold, while above threshold it is reduced to the ambipolar transport time $\tau_K = \tau_{KT}$, Eq. (2). So under large-signal conditions, τ_K also depends strongly on the operating conditions.

Figure 3 shows the stationary solution of Eq. (2) for mBC, displayed as the relative difference of $n_{K0}(x)$ and the mean $\bar{n}_{K0} = \frac{1}{d_K} \int_{-d_K/2}^{+d_K/2} n_{K0}(x) dx$. The cases $J_{K0} = 10; 100; 1000$ A/cm² illustrate the situation below, at and above an assumed threshold density $n_{K0}(0) = 6.24 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$: Below 'threshold' (which is physically not relevant for the case of a LD because $n_{K0}(0)$ becomes only clamped *at* and *above* threshold) the QF would act as a carrier source, so $n_{K0}(|x| > 0)$ is depleted. Above threshold (right scale in Figure 3), the QF truly sinks the carriers, and the concentration curves are very nearly straight lines. At threshold, the sharp edge at $x = 0$ has disappeared; this mBC curve is identical to all possible NBC plots with arbitrary $J_{K0}/e = d_K \bar{n}_{K0, \text{NBC}}/\tau_a$. For NBC, the differential carrier increase is $d\bar{n}_{K0, \text{NBC}} \sim dJ_{K0}$, while for mBC in the case of a LD above threshold only the carriers in excess of n_{KS} depend on J_{K0} , and $d(\bar{n}_{K0, \text{mBC}} - n_{KS}) \sim dJ_{K0}$ holds. With $(\bar{n}_{K0, \text{mBC}} - n_{KS})/\bar{n}_{K0, \text{NBC}} = \tau_{KT}/\tau_a$, the above discussed differences in τ_K may be understood. The local $n_{K0}(x)$ deviates from \bar{n}_{K0} only in the order of 10^{-4} . Exclusively for Figure 3 we chose the parameters $d_K = 100$ nm, $\tau_a = 10$ ns, $\tau_{KT} = 1.3$ ps.

Nonlinear gain saturation Depletion of the optical gain has a strong impact on the relaxation of the LD light power; it is caused by spectral hole burning (formation of a dip in the carrier wavenumber distribution function at the optical laser resonance), and carrier heating (the electron ensemble having roughly the average energy W_{Fn} is heated by stimulated recombination at lower energies because cool carriers are removed, simultaneously cooling the hole ensemble with average energy W_{Fp} ; the optical gain reacts very sensitive to small temperature changes of the carrier equilibrium distributions). The

carriers redistribute within the intraband relaxation time in the order of $\tau_B = 0.1 \dots 0.2$ ps. The microscopic description of carrier-carrier and carrier-LO-phonon collisions by treating the kinetics of the distributions in terms of the Boltzmann collision integrals includes inherently both effects. The nonlinear saturation of the gain is empirically described as a function of the photon number N_P with a saturation factor ε_G ,

$$G(n_F, N_P) = G_0 \frac{n_F - n_0}{1 + \varepsilon_G \Gamma N_P / V_F}, \quad (3)$$

where $\Gamma = 0.036$ is the optical field confinement factor, $G_0 = 7.22 \times 10^{-6}$ cm³/s the differential gain, $n_0 = 4.24 \times 10^{18}$ cm⁻³ the film carrier transparency concentration at $G(n_0, N_P) = 0$, and $V_F = d_F b L = 1.7 \times 10^{-12}$ cm³ the volume of the active region. The dependence on N_P is principally unphysical, because the gain only reacts to the *carriers*. Figure 4 shows ε_G as derived from the quantum mechanically calculated stationary gain (•) [3, Fig.1c (solid line, boxes)], and the fitted (—) empirical function of the normalized pump rate $\Pi = I/I_S$ (threshold injection current I_S),

$$\varepsilon_G(\Pi) = \varepsilon_{G\infty} (1 - a' e^{-b'\Pi} + c' e^{-d'\Pi}), \quad \varepsilon_{G\infty} = 0.94 \times 10^{-17} \text{ cm}^{-3}. \quad (4)$$

The empirical constants are $a' = 1.0206$, $b' = 0.0986$, $c' = 0.0206$, $d' = 0.0853$. Far above threshold, $\Pi \gg 1$, the saturation factor corresponds to its asymptotic value $\varepsilon_{G\infty}$, while below and near the threshold ε_G strongly depends on Π .

Rate equations We consider a gain-guided laser diode oscillating in a single transverse and longitudinal mode with a photon lifetime $\tau_P = 2$ ps. The carrier numbers in core and film (volumes $V_{K;F}$) are $N_{K;F} = \bar{n}_{K;F} V_{K;F}$ with $n_{K;F}(t, x) \approx \bar{n}_{K;F}(t)$. At the transparency point we have $Y = Y_0 = n_0/n_{FS} = 0.963$ and $X = X_0$. Normalizing to appropriate threshold values (subscript S , $\frac{I_S/e}{V_F/\tau_P} \Gamma \varepsilon_{G\infty} = 0.0037$) leads to the rate equations,

$$\begin{aligned} \Pi &= \frac{I/e}{I_S/e}, \quad X = \frac{N_K/\tau_{KS}}{I_S/e}, \quad Y = \frac{N_F/\tau_{eff S}}{I_S/e}, \quad Z = \frac{N_P/\tau_P}{I_S/e}, \\ E(\Pi) &= \frac{I_S/e}{V_F/\tau_P} \Gamma \varepsilon_G(\Pi), \quad G_N(\Pi, Y, Z) = \frac{Y - Y_0}{1 - Y_0} \frac{1}{1 + E(\Pi)Z}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \tau_P \frac{dZ}{dt} &= [G_N(\Pi, Y, Z) - 1] Z + Q(Y)Y, \\ \tau_{eff S} \frac{dY}{dt} &= -\frac{\tau_{eff S}}{\tau_{eff}(Y)} Y + \frac{\tau_{KS}}{\tau_K(X,Y)} X - G_N(\Pi, Y, Z) Z, \quad \tau_K(X, Y) = \begin{cases} \tau_a(X \frac{N_{KS}}{V_K}), & Y < Y_0 \\ \frac{X_0}{\Pi} \tau_{KS}, & Y \geq Y_0 \end{cases} \\ \tau_{KS} \frac{dX}{dt} &= \frac{\tau_{eff S}}{\tau_F} Y - \frac{\tau_{KS}}{\tau_K(X,Y)} X + \Pi, \end{aligned} \quad (6)$$

The classical 3D core carriers have to be related [10] to the 2D QF particles [10]; carriers leaving the QF by (mostly) thermionic emission have a lifetime $\tau_F = 40$ ns. A weakly Y -dependent normalized factor $Q(Y)$ with $Q(1) = 3.8 \times 10^{-3}$ describes the spontaneous emission into the lasing mode. Non-radiative and spontaneous emission from the QF into all resonator modes is summarized by an effective lifetime $\tau_{eff}(Y) = \tau_a(Y N_{FS}/V_F) = 0.5 \text{ ns} \times (1 + 1.54 Y)^{-1} \ll \tau_F$ from Eq. (1) with $\tau_{eff S} = \tau_{eff}(1) = 0.196$ ns. For the core carriers, an effective QF capture probability of one is assumed here; it is determined by the reciprocal of the very small capture times for electrons (holes) $\tau_{cap n;p} = 1.2; 0.65$ ps [5, p.1994]. The dominant core lifetime may be computed from Eq. (1), $\tau_K(X) = \tau_a(X N_{KS}/V_K) = 0.5 \text{ ns} \times (1 + 0.009 X)^{-1}$ with $\tau_{KS} = \tau_K(1) = 0.496$ ns. The onset

of the clamping process is assumed to be $Y = Y_0$; then, the core carrier lifetime is adjusted to $\tau_{K0} = \tau_{KS}X_0/\Pi = 0.364\text{ ns}$ such that for constant $\Pi = 1.5$ the stationary carrier number $X = X_0 \approx 1.1$ would remain at its transparency value if $Y \geq Y_0$.

It must be emphasized that the approach Eq. (6) is phenomenological, and that the consistency of the parameters may be debated. However, our purpose is to demonstrate qualitatively important large signal effects. Specifically, τ_{K0} is much larger than the small-signal charge-up time $\tau_{KT} = 0.0074 \times \tau_{KS} = 3.7\text{ ps}$ from Eq. (1); still, the effect on the response of the LD to a current step is significant.

Numerical results Solving the stiff system of differential equations (6) poses severe numerical problems. We used the Livermore Stiff ODE Solver 'backfull' provided by Maple V Release 4.00; still, our choice of the lifetimes $\tau_{P,\text{eff } S, KS} \approx 2; 200; 500\text{ ps}$ is a limiting case, an increase to $\tau_{KS} = 790\text{ ps}$ leads to instabilities. The situation becomes even worse if $\tau_K(X, Y)$ is switched, Eq. (6). As initial conditions at $t = 0$ we assumed $X = Y = Z = 0$ and $\Pi = 1.5$. Figure 5a; b show the outcome for *constant* core carrier lifetimes $\tau_K(X, Y) = 496; 14.8\text{ ps}$. Neither step response meets real-world criteria: in Figure 5a, the time delay till the photon number Z rises (vertical line) is realistic, while the steady-state response $Z \approx \Pi - 1 = 0.5$ is reached much too late; in Figure 5b, the initial time delay is unphysically small because the core charge-up time is much less than the true τ_K . In Figure 5c, $\tau_K(X, Y)$ is switched according to Eq. (6). The initial time delay is determined by τ_K till the film carrier number Y reaches Y_0 ; then, the transport of carriers into the QF is greatly accelerated, and Y overshoots. The following steep rise of the photon number Z is so strongly damped by the sharply increasing gain saturation factor ε_G that Z returns without ringing to its steady state value inside about half a QF lifetime $\tau_{\text{eff } S}$; during this time, Y remains smaller than its steady-state value which is hardly to be seen in the graph.

III Conclusion

Phenomenological models for carrier lifetime and optical gain depend on the instantaneous values of pump rate Π , carrier numbers X, Y , and photon number Z . While quantitatively correct results cannot be expected from this approach yet, we showed typical differences in the large-signal behaviour as compared to unrealistic constant-parameter models.

IV References

- [1] Nagarajan, R.: Carrier transport effects in quantum well lasers: an overview. *Opt. & Quantum Electron.* 26 (1994) S647–S666
- [2] Tessler, N.; Eisenstein, G.: Modelling carrier dynamics and small-signal modulation response in quantum-well lasers. *Opt. & Quantum Electron.* 26 (1994) S767–S787
- [3] Schuster, S.; Haug, H.: Calculation of the gain saturation in cw semiconductor lasers with Boltzmann kinetics for coulomb and LO phonon scattering. *Semicond. Sci. Technol.* 10 (1995) 281–289
- [4] Grau, G.; Freude, W.: *Optische Nachrichtentechnik*, 3. Aufl. Berlin: Springer-Verlag 1991
- [5] Nagarajan, R.; Ishikawa, M.; Fukushima, T.; Geels, R. S.; Bowers, J. E.: High speed quantum-well lasers and carrier transport effects. *IEEE J. Quantum Electron.* 28 (1992) 1990–2008
- [6] Ralston, J. D.; Weisser, S.; et al.: Control of differential gain, nonlinear gain, and damping factor for high-speed application of GaAs-based MQW lasers. *IEEE J. Quantum Electron.* QE-29 (1993) 1648–1659
- [7] Weisser, S.: *Hochfrequenzverhalten von GaAs/AlGaAs und pseudomorphen InGaAs/GaAs Mehrfach-Quantenfilm-Laserdioden*. Universität Karlsruhe, Dissertation (1994)
- [8] Freude, W.: Comment to [9]. *IEEE J. Quantum Electron.* 32 (1996) December issue
- [9] Taylor, W.; Claisse, P. R.: Transport solutions for the SCH quantum-well laser diode. *IEEE J. Quantum Electron.* 31 (1995) 2133–2141
- [10] McDonald, D.; O'Dowd, R. F.: Comparison of two- and three-level rate equations in the modeling of quantum-well lasers. *IEEE J. Quantum Electron.* 31 (1995) 1927–1934

V Figures

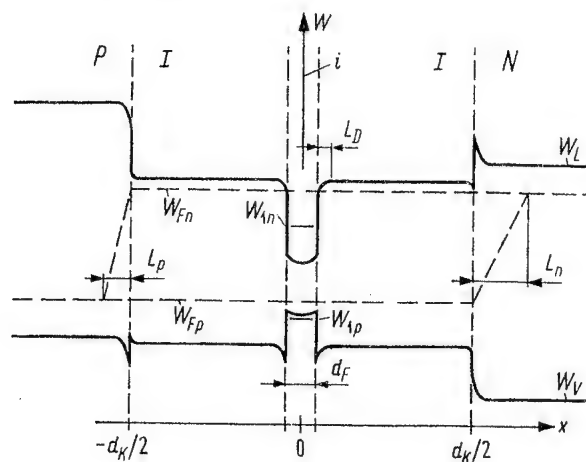


Figure 1. Flat-band energy diagram of 5-layer PIIIN SCH

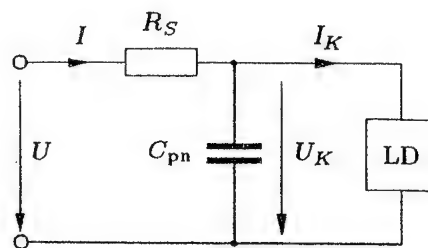


Figure 2. Embedding equivalent circuit of LD

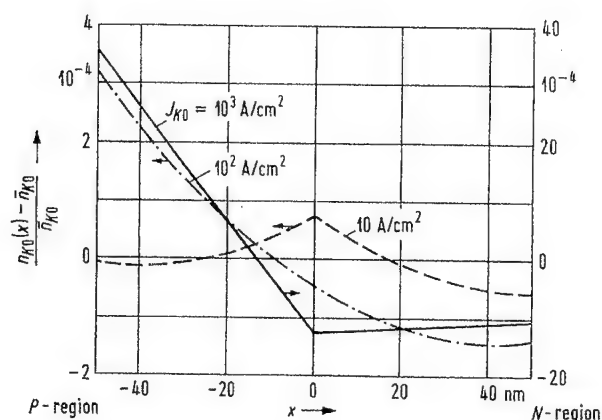


Figure 3. Relative difference of stationary local core carrier concentration $n_{K0}(x)$ and spatial mean value \bar{n}_{K0} for ambipolar diffusion and fixed $n_K(t, 0) = 6.24 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$

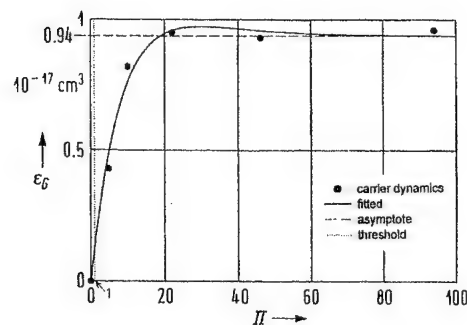


Figure 4. Calculated [3, Fig.1c (solid line, boxes)] and fitted nonlinear gain saturation factor ϵ_G as a function of the normalized injection current II (threshold $II = 1$)

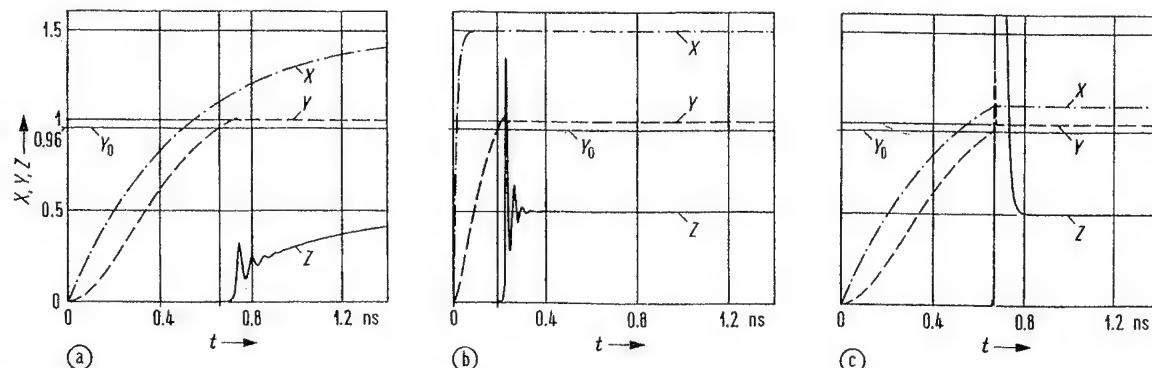


Figure 5. Normalized core and film carrier numbers X and Y , and photon number Z in response to step $II = 1.5$ of normalized injection current at $t = 0$. (a) constant core carrier lifetime $\tau_K \approx 0.5 \text{ ns}$ (b) constant core carrier lifetime $\tau_K \approx 15 \text{ ps}$ (c) variable core carrier lifetime depending on Y : below transparency point ($Y < Y_0 \approx 0.96$), $\tau_K \approx 0.5 \text{ ns}$; at and above transparency point ($Y \geq Y_0$), $\tau_K \approx \tau_{KS} X_0 / II \approx 0.36 \text{ ns}$ so that $X = X_0 \approx 1.1$

ФЛУКТУАЦИОННО-РЕЛАКСАЦИОННАЯ НЕУСТОЙЧИВОСТЬ И ГЕНЕРАЦИЯ БЕЛОГО ШУМА В РЕЗОНАНСНО-ТУННЕЛЬНОЙ СТРУКТУРЕ

О.Т. Гаврилов, И.И. Квяткевич

НИИ "Пульсар", Россия, Москва, 105187, Окружной проезд, д. 27

И.А.Обухов

НИИ "Дельта", Россия, Москва, 105122, Щелковское шоссе, д.

Аннотация

Показано, что в структурах нанометровых размеров наряду с обычными шумами могут существовать специфические квантовые шумы, порождаемые флуктуациями электрохимических потенциалов неравновесных электронов. В резонансно-туннельных структурах возможно развитие неустойчивости по отношению к этим флуктуациям и, как следствие, генерация белого шума большой мощности.

I. Введение

В работе [1] описан эксперимент, в котором наблюдалась генерация электромагнитных колебаний со спектром типа белого шума резонансно-туннельным диодом, представляющим собой Резонансно-Туннельную Структуру (РТС) на полуизолирующей или n^+ -подложке. Одномодовая генерация сигнала в этом случае отсутствовала, а в исследованной полосе частот от 10 МГц до 25 ГГц наблюдался только белый шум. Рабочая точка выбиралась на участке с Отрицательной Дифференциальной Проводимостью (ОДП) Вольт-Амперной Характеристики (ВАХ) прибора. При смещении рабочей точки с этого участка генерация прекращалась. Суммарная излучаемая мощность (P) составила 20 мкВт, а рассчитанная на основе экспериментальных данных спектральная плотность мощности шума (SP) оказалась равной 2.91×10^5 .

Предпринятое в [1] исследование взаимодействия РТС с подложкой через распределенную границу показало, при каких условиях подложка может стать резонатором для электромагнитных волн радиочастотного диапазона. Однако вопрос об источнике наблюдаемого в экспериментах шума остался открытым. Обычные виды шумов: тепловой, дробовой, рекомбинационный дают для SP величину порядка единицы, то есть в сто тысяч раз меньше наблюдаемого значения. В этой работе предложен один из возможных механизмов возникновения столь значительного шума.

II. Флуктуации электрохимических потенциалов

Для анализа зависящих от времени процессов в РТС мы воспользовались нестационарным вариантом уравнений переноса заряда, хорошо зарекомендовавших себя при анализе статических характеристик РТС и приборов на их основе [2,3,4]. На рис. 1 приведены для примера экспериментальная и теоретическая ВАХ РТС. В пространственно-одномерном приближении уравнения модели будут иметь вид:

$$\partial n_l / \partial t + \partial j_l / \partial x = (\pi e / 4h)(\phi_l - \phi_r)(n_l + n_r),$$

$$\partial n_r / \partial t + \partial j_r / \partial x = (\pi e / 4h)(\phi_r - \phi_l)(n_l + n_r),$$

$$\partial(e\partial\phi/\partial x)/\partial x = e(n - N),$$

$$n = n_l + n_r,$$

(1)

где: $n_{l,r}$ - концентрации электронов, попадающих в структуру из левого и правого контактов соответственно, будем называть их далее "левыми" и "правыми" электронами, $j_{l,r}$ - средние плотности потоков этих электронов, $\phi_{l,r}$ - электрохимические потенциалы "левых" и "правых" электронов, ϕ - электростатический потенциал, N - концентрация донорной примеси.

Предлагаемая модель позволяет, в принципе, дать полное динамическое описание переноса заряда в структурах с квантовыми свойствами. Классические и квантовые области приборов могут быть исследованы при этом в рамках единого формализма. Здесь нас будут интересовать динамические уравнения для малых возмущений (флуктуаций) величин $\phi_{l,r}$, а точнее их следующих комбинаций:

$$\phi_- = \phi_l - \phi_r, \quad \phi_+ = \phi_l + \phi_r.$$

Кроме того, чтобы не усложнять задачу анализом пространственной дисперсии, мы ограничимся рассмотрением только не зависящих от координат флуктуаций.

Поскольку далее предполагается исследовать поведение $\delta\phi_{l,r}$ в РТС, то при варьировании уравнений (1) необходимо учесть неявную зависимость коэффициента прохождения D от приложенного напряжения V (см. рис.2). Локально это может проявляться в зависимости величин $r_{l,r}$ и $j_{l,r}$ от ϕ и полей $\partial\phi_{l,r}/\partial x$. Мы ограничимся учетом только зависимости микроскопических плотностей от ϕ_- . Наложим, кроме того, дополнительное условие на флуктуации:

$$\delta(n_l + n_r) = 0,$$

(2)

отражающее локальное сохранение полного числа частиц при переходах между "левыми" и "правыми" электронами. Из уравнений (1) и (2) получим:

$$\begin{aligned} q \partial \delta \phi / \partial t &= -\lambda_0 \delta \phi, \\ \delta \phi_+ &= (2/\alpha_+) (\gamma_+ - (\alpha_-/2)) \delta \phi, \end{aligned} \quad (3)$$

где:

$$\begin{aligned} \gamma_{r,l} &= (e\beta)^{-1} \int dE f_{r,l} \partial \rho_{r,l} / \partial \phi, \quad \alpha_{r,l} = - \int dE \rho_{r,l} f'_{r,l}, \quad f'_{r,l}(y) = \partial f_{r,l}(y) / \partial y, \\ \alpha_{\pm} &= \alpha_l \pm \alpha_r, \quad \gamma_{\pm} = \gamma_l \pm \gamma_r, \quad \lambda_0 = \pi k_B T / 4h. \end{aligned}$$

Для величины q справедливо выражение:

$$q = \alpha_l \alpha_r (1 - (\gamma_l / \alpha_l) + (\gamma_r / \alpha_r)) / n(\alpha_l + \alpha_r). \quad (4)$$

При условии, что в момент $t = 0$ флуктуация $\delta \phi = \delta \phi(0)$, согласно (3) получим:

$$\delta \phi(t) = \delta \phi(0) \exp\{-\lambda t\}, \quad \lambda = \lambda_0 / q. \quad (5)$$

В соответствии с термодинамикой, среднее значение флуктуации интенсивной переменной ϕ равно нулю, а для среднего значения квадрата этой величины справедливо соотношение:

$$\langle \delta \phi(0) \delta \phi(0) \rangle = (k_B T / e) / (S L n),$$

где: S и L - площадь сечения и длина рассматриваемой области.

Если область, в которой исследуется перенос заряда однородна, то отличие ϕ от нуля связано только с флуктуациями. В этом случае $\gamma_{l,r} = 0$ и $\lambda > 0$. Для спектральных плотностей флуктуаций ϕ и ϕ_+

$$S_{\phi,+}(\omega) = 2 \operatorname{Re} \left(\int_0^{\infty} dt \langle \delta \phi_{-,+}(0) \delta \phi_{-,+}(t) \rangle \exp\{i\omega t\} \right),$$

полагая, что случайный процесс стационарен, получим:

$$\begin{aligned} S_{\phi}(\omega) &= 2\lambda (k_B T / e) / (S L n) / (\lambda^2 + \omega^2), \\ S_{\phi_+}(\omega) &= (\alpha_- / \alpha_+)^2 S_{\phi}(\omega). \end{aligned}$$

Существенно, что $\lambda \sim h^{-1}$ и, следовательно, $S_{\phi,+} \sim h$, то есть мы имеем дело с квантовыми флуктуациями.

Заметим, что при $V \neq 0$ $\alpha_l \neq \alpha_r$ и $\alpha \neq 0$ даже для однородной структуры, поскольку приложенное напряжение искажает потенциальный рельеф. В контактных областях справедливы граничные условия:

$$\phi_+(x_0) = 0, \quad \phi_+(x_V) = 2V,$$

поэтому флуктуации ϕ приводят к флуктуациям V , то есть к шуму напряжения. Для спектральной плотности мощности шума справедливо выражение:

$$SP(\omega) = S_V(\omega) G / k_B T$$

при частотах $\omega \ll \lambda_0$ (если $T = 300$ K, то $\lambda_0 \approx 5 \times 10^{12}$ Гц) получим:

$$SP = (\alpha_- / \alpha_+)^2 (k_B T / e^2) G / 2\lambda S L n.$$

Здесь $G = \partial I / \partial V$ - статическая проводимость структуры, I - полный ток.

Если воспользоваться стандартным выражением для величины G в однородной области [5], то получим:

$$SP = (\alpha_- / \alpha_+)^2 (h\tau / 2\pi m^* L)^2 = (\alpha_- / \alpha_+)^2 (L_d / L)^2 \quad (6)$$

Величина $L_d \sim 10^{-6}$ см для GaAs. При $L \gg L_d$ шум порождаемый изучаемым процессом будет много меньше, чем обычный тепловой (найквистовский) шум. Однако, при $L \sim L_d$ и $L \ll L_d$ исследуемые шумы могут стать преобладающими. Соотношение (6) может, по-видимому, послужить основой для экспериментальной проверки изложенной здесь модели.

III. Флуктуационно-релаксационная неустойчивость

В случае РТС поведение флуктуаций ϕ может быть существенно иным, чем в однородной области. Все особенности РТС связаны с наличием для потенциального рельефа этой структуры уровня энергии, через который возможно резонансное туннелирование электронов. Как видно на рис. 2, при изменении напряжения происходит существенное изменение коэффициента прохождения электронов через РТС на резонансном уровне энергии (E_{res}). При переходе на падающий участок ВАХ (см. рис. 1) $D(E_{res})$ очень быстро уменьшается с ростом приложенного напряжения V . Поэтому величины $\gamma_{l,r}$ не только отличны от нуля, но могут быть большими в этой области.

Легко видеть, что $\alpha_{l,r} > 0$, а $\gamma_l \geq 0$ и $\gamma_r \leq 0$. Следовательно, коэффициент q , согласно (4), может менять знак. Изменится в этом случае и знак у величины λ , что, в соответствии с выражением (5), приведет не к затуханию, а к нарастанию флуктуаций ϕ . То есть - к потере устойчивости решений уравнений (1) относительно малых возмущений. Мы будем называть это явление Флуктуационно-Релаксационной Неустойчивостью (ФРН), подчеркивая, что речь идет о неустойчивости в уравнениях, описывающих в "нормальных" условиях релаксацию электрохимических потенциалов "левых" и "правых" электронов друг к другу.

Далее мы будем рассматривать область РТС с размером порядка L_d ($L_d \sim 10^{-6}$ см для GaAs) за правым потенциальным барьером, где справедливо приближение $\phi \approx -V$ и, кроме того, можно пренебречь пространственной зависимостью флуктуаций.

Условие возникновения неустойчивости выглядит следующим образом:

$$\gamma_l/\alpha_l - \gamma_r/\alpha_r > 1. \quad (7)$$

Заметим, что γ_l и γ_r можно представить в виде:

$$\gamma_l = (k_B T/e) \partial n_l / \partial \phi + \alpha_l / 2,$$

$$\gamma_r = (k_B T/e) \partial n_r / \partial \phi - \alpha_r / 2$$

и переписать условие (7):

$$(k_B T/e)((\partial n_l / \partial \phi) / \alpha_l - (\partial n_r / \partial \phi) / \alpha_r) > 0 \quad (8)$$

В нашем случае справедливы приближенные равенства:

$$\partial n_l / \partial \phi \approx -\partial n_l / \partial V > 0, \quad \partial n_r / \partial \phi \approx -\partial n_r / \partial V < 0.$$

Таким образом, условия (7) и (8) будут выполнены при аномальной зависимости концентраций "левых" и "правых" электронов от приложенного напряжения, что и наблюдается на участке ВАХ РТС с ОДП.

Понятно, что нарастание флуктуации $\delta\phi$ до бесконечности невозможно. Оно ограничено областью, где выполняется условие (7), которая в любом случае не шире, чем участок ВАХ с ОДП. Более точный ответ может дать численный анализ проблемы, что не входит в задачи данной работы. Мы стремимся только продемонстрировать наличие эффекта ФРН и дать грубые оценки его влияния на характеристики прибора. Развитие флуктуационного процесса во времени можно очень приближенно представить выражениями:

$$\delta\phi(t) = \delta\phi(0) \exp\{-(\lambda_0 t / q(t))\}, \text{ при } t \in [0, t_1) \cup (t_1, \infty),$$

$$\delta\phi(t) = 0, \quad \text{при } t = t_1,$$

$$q(t) = \begin{cases} -q_0, & \text{при } 0 \leq t < t_1, \\ 0, & \text{при } t = t_1, \\ q_1, & \text{при } t > t_1, \end{cases}$$

где предполагается, что величина $-q_0 = q(0) < 0$, то есть рабочая точка выбрана на участке ВАХ с ОДП. При некотором значении $t = t_1$ коэффициент q проходит через ноль, а затем остается положительным и равным $q_1 > 0$. Если основываться на результатах численных расчетов, то можно считать, что $q_0 \gg q_1$ ($q_0 \sim 1 - 50$, $q_1 \sim 0.25$), что мы и будем предполагать.

Для спектральной плотности, с учетом сделанных предположений, найдем:

$$S_\phi(\omega) \approx (2 \langle \delta\phi(0) \delta\phi(0) \rangle / (\lambda^2 + \omega^2)) \{ \lambda (\exp(\lambda t_1) \cos \omega t_1 - 1) + \omega \exp(\lambda t_1) \sin \omega t_1 \}$$

где: $\lambda = \lambda_0 / q_0 > 0$. При условии $\omega \ll \lambda$, учитывая, что $t_1 \sim \lambda^{-1}$, получим:

$$S_\phi \approx (2 \langle \delta\phi(0) \delta\phi(0) \rangle / \lambda) (\exp(\lambda t_1) - 1)$$

Таким образом, при частотах $\omega \ll \lambda$, S_ϕ от частоты не зависит и шум можно считать белым. Если, исходя из численных расчетов, принять $q_0 \approx 25$, то $\lambda \approx 200$ ГГц. Это значение предельной частоты не противоречит экспериментальным данным.

Из приведенных формул следует, что поведение флуктуации в случае ФРН оказывается существенно нестационарным. Спектральная плотность зависит не только от квадрата амплитуды начальной флуктуации, но и от момента времени t_1 , в который нарастание возмущения прекращается и система переходит в режим релаксации.

Представляется разумным положить, что:

$$\langle \delta\phi^2 \rangle = \langle \delta\phi(0) \delta\phi(0) \rangle (\exp(\lambda t_1) - 1) = (\langle \delta\phi(0) \delta\phi(0) \rangle)^{1/2} \Delta V,$$

где ΔV величина порядка $V_p - V_v$, то есть определяется протяженностью участка ВАХ с ОДП.

Для мощности шума в полосе $\Delta\omega = \lambda/2$ имеем выражение:

$$P = G S_V \Delta\omega = G \langle \delta\phi^2 \rangle = (G k_B T / e) (\Delta V / (S L n))^{1/2}.$$

Здесь учтено, что поскольку в рассматриваемой области $\phi \approx -V$, то $S_V \approx S_\phi$. Спектральную плотность мощности шума можно представить в виде:

$$SP = 2G \langle \delta\phi^2 \rangle / (\lambda k_B T) = (2G / e \lambda) (\Delta V / (S L n))^{1/2}.$$

Для исследованных экспериментально структур: $S \sim 10^{-5}$ см, $\Delta I = I_p - I_v \sim 2 \times 10^{-1}$ А. Расчеты показывают, что в изучаемой области $n \sim 10^{16}$ см $^{-3}$. Используя эти данные, при комнатной температуре ($T = 300$ К) получим, что $P \approx 1.6 \times 10^{-5}$ Вт, а $SP \approx 3.1 \times 10^4$. Как видим, несмотря на сделанные нами грубые допущения, значение для P хорошо согласуется с экспериментом. Величина SP вычислялась в эксперименте путем деления P на $k_B T$ и полосу частот в 25 ГГц, в которой проводились измерения. Если произвести пересчет, учитывая, что согласно приведенным выше оценкам $\lambda \approx 200$ ГГц, то для экспериментального значения SP получится значение 3.6×10^4 , что хорошо согласуется с теоретическим результатом.

Отметим одну важную для приложений особенность. Из формулы для мощности шума следует, что $P \sim k_B T (S)^{1/2}$. Для обычного теплового шума мощность пропорциональна только $k_B T$.

Необычная зависимость P от геометрических характеристик структуры является в нашем случае следствием ФРН и нетермодинамического поведения флуктуаций. Легко убедиться, что если в качестве $\langle \delta\phi^2 \rangle$ взять термодинамическое выражение, то площадь S в формуле для P сократится.

IV. Заключение

В этой статье показано, что одной из возможных причин возникновения высокого уровня шума в РТС является флуктуационно-релаксационная неустойчивость, то есть потеря устойчивости уравнениями переноса заряда по отношению к малым возмущениям электрохимического потенциала, возникающая в структурах, статическая ВАХ которых содержит участок с отрицательной дифференциальной проводимостью. Предложенный механизм шума позволяет удовлетворительно описать известные экспериментальные данные, определить область частот, в которой шум можно считать белым, объяснить большое значение спектральной плотности мощности шума.

Формула (6), описывающая спектральную плотность мощности шума в однородной структуре, заставляет серьезно задуматься о схемотехнических перспективах электронных приборов с активными областями нанометровых размеров. По-видимому, при достаточно малых размерах активных областей этих приборов отстроиться от шумов, порождаемых релаксацией электрохимических потенциалов, не удастся. С учетом этого следует строить схемотехнику в наноэлектронике.

V. Список литературы

1. Гаврилов О.Т., Квяткевич И.И. и др. Письма в ЖТФ. 1996. Т. 22. Вып. 8. С. 18-21.
2. Obukhov I.A. Proceedings of Nanomeeting: Physics, Chemistry and Applications of Nanostructures, Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 1995. P. 273-276.
3. Gavrilov O.T., Obukhov I.A. et al. Nanostructures: Physics and Technology. Abstracts. St. Petersburg. 1993. P. 56. Proceedings of NANO II. Moscow. 1993. Part C. P. 860 - 870.
4. Obukhov I.A. Proceedings of Nanomeeting: Physics, Chemistry and Application of Nanostructures, Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 1995. P. 271 - 272.
5. Бонч-Бруевич В.Л., Калашников С.Г. Физика полупроводников. М.: Наука. 1990. 688 с.

FLUCTUATION-RELAXATION INSTABILITY AND WHITE NOISE GENERATION IN RESONANT-TUNNELING STRUCTURE

Gavrilov O.T., Kvjatkevich I.I.

"Pulsar" Research Institute, 27 Okrzhnoi Proezd, Moscow-105187, Russia
tel. (7) (095) 3650530

Obukhov I.A.

"Delta" Research Institute, 2 Stchelkovskoye Shosse, Moscow-105122, Russia
tel.(7) (095) 5194408, (7) (095) 3679353

The single resonant-tunneling structures (RTS) on semi insulating substrates and n^+ substrate were researched. Current-voltage characteristics of these structures contained the negative differential resistance (NDR) regions with the length of 0.05 V under bias voltage equal to 0.8 V for structure on semi insulating substrate and 1.2 V for structure on n^+ substrate respectively. The calculated limit frequency was about 2 GHz in all cases. Structures were placed into the measuring waveguide with resistance equal to 50 Ω . Under conditions, corresponding to NDR regions of RTS characteristics the white noise generation was discovered. Any other oscillations were not discovered. The measurements were carried out in frequency range from 10 MHz to 25 GHz. The total radiated power was equal to 0.015 mW for RTS on semi insulating substrate and 0.020 mW for RTS on n^+ substrate. Spectrum of noise power was found about $10^5 k_B T$ ($T=300$ K). The theoretical investigation has shown that white noise generation may be caused by two effects:

- fluctuation-relaxation instability of electron gas in RTS,
- nonlocal interaction between RTS and substrate.

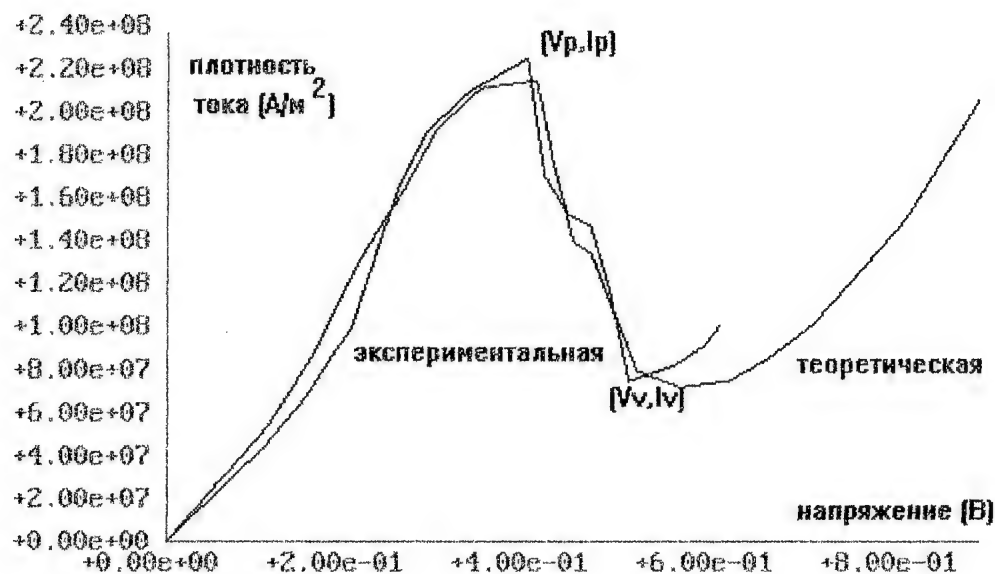


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики РТС.

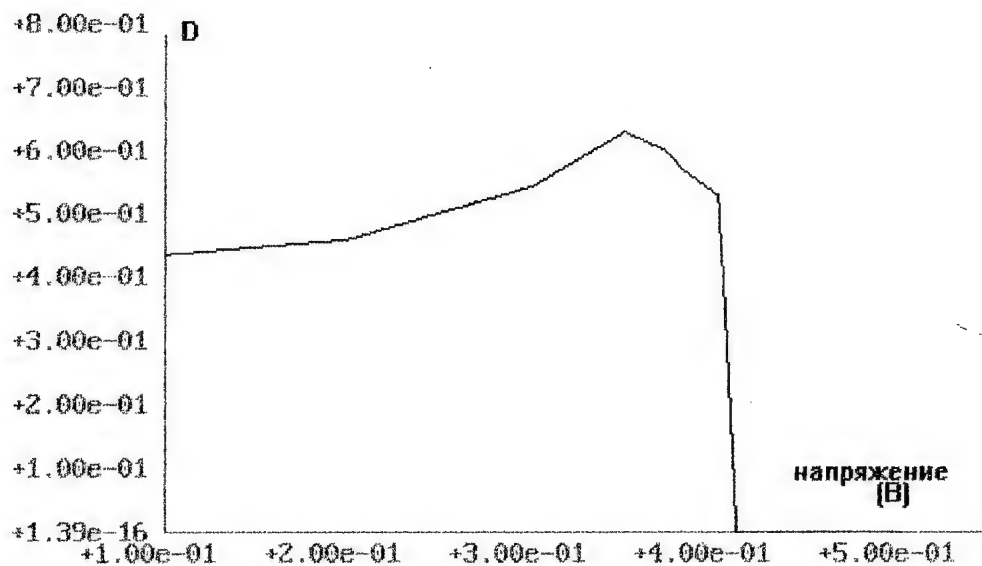


Рис. 2. Зависимость D на резонансном уровне от V.

Твердотельные и электровакуумные приборы и устройства

Solid State & Vacuum Devices

МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕКСАФЕРРИТОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ М.Ю. Колединцева.....	315
MODULATION AND DEMODULATION OF MILLIMETRE WAVE SIGNALS USING HEXAGONAL FERRITE RESONATORS M.Yu. Koledintseva	
ФОТОПРОВОДИМОСТЬ АРСЕНИД-ГАЛЛИЕВОГО ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ, УПРАВЛЯЕМОГО ЛАЗЕРНЫМ ИМПУЛЬСОМ Н.И. Белецкий.....	319
PHOTOCONDUCTIVITY OF GaAs SWITCH CONTROLLED BY A LASER IMPULSE N.I. Beletsky	
ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ДИОДЕ ГАННА С ТУННЕЛЬНЫМ КАТОДОМ Ю.В. Аркуша, Э.Д. Прохоров, И.П. Стороженко.....	322
THE PHYSICAL PROCESSES OF HIGH FREQUENCY IN GUNN DIODES WITH TUNNEL CATHODE Yu.V. Arkusha, E.D. Prokhorov, I.P. Storozhenko	
КАТОДНЫЕ КОНТАКТЫ ДЛЯ КОРОТКИХ ДИОДОВ ГАННА Ю.В. Аркуша.....	325
DIFFERENT CATHODE CONTACTS FOR THE SHORT GUNN DIODES Yu.V. Arkusha	
МОДУЛЯЦИЯ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ ДИОДАМИ НА ОСНОВЕ GaAs:Cr О.В. Боцула, Л.И. Калмыкова, В.В. Медведев, Э.Д. Прохоров.....	328
THE MODULATION OF HF RADIATION BY GaAs:Cr DIODES O.V. Botsula, L.I. Kalmikova, V.V. Medvedev, E.D. Prokhorov	
МОДЕЛИРОВАНИЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ ТОКА В ДИОДАХ НА GaAs:Cr О.В. Боцула, Э.Д. Прохоров.....	331
THE SIMULATION OF STOCHASTIC OSCILLATIONS IN GaAs:Cr DIODES O.V. Botsula, E.D. Prokhorov	
ГАРМОНИЧЕСКИЙ СМЕСИТЕЛЬ С ВЫСОКОЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТОЙ К.С. Сундучков, В.Л. Ломака, В.В. Галицын, М.К. Сундучков.....	334
HARMONIC MIXER WITH HIGH INTERMEDIATE FREQUENCY K. Sunduchkov, V. Lomaka, V. Galitzin, M. Sunduchkov	
МОДЕЛЬ МОНТЕ КАРЛО ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ШУМОВЫХ И УСИЛИТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛЕВЫХ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ С.А. Зуев, А.А. Шадрин.....	337
THE MONTE CARLO MODEL FOR INVESTIGATION OF THE NOISE AND AMPLIFYING PROPERTIES OF FIELD MICROWAVES TRANSISTOR S.A. Zuev, A.A. Shadrin	

АРСЕНИД-ГАЛЛИЕВЫЕ ДИОДЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН Ю.И. Чеченин, А.В. Шабанов, О.С. Орлов.....	340
MM-WAVE GaAs DIODES Yu.I. Chechenin, A.B. Shabanov, O.S. Orlov	
МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ СО ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ НА ГАРМОНИКАХ В.Г. Крыжановский, И.Н. Шевченко, А.Э. Роменский.....	346
METHOD OF MODELLING OF AMPLIFIERS WITH HARMONICAL INTERACTION V.G. Kryzhanovsky, I.N. Shevchenko, A.E. Romensky	
АНАЛИЗ МНОГОСИГНАЛЬНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ЛБВ В.А. Конкин.....	352
TRAVELLING-WAVE TUBE MULTISIGNAL OPERATION ANALYSIS V.A. Konkin	
ВЛИЯНИЕ ТОЛЩИНЫ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАНСНОГО ГЕНЕРАТОРА О-ТИПА С ПРОФИЛИРОВАННЫМ МАГНИТОСТАТИЧЕСКИМ ПОЛЕМ Е.Н. Одаренко, А.А. Шматько.....	355
EFFECT OF THE BEAM THICKNESS ON CHARACTERISTICS OF RESONANT O-TYPE OSCILLATOR WITH PROFILED DC MAGNETIC FIELD E. Odarenko, A. Shmat'ko	
УСЛОВИЯ ГЕНЕРАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ В СПИРАЛЬНОМ РАСПРЕДЕЛЕННОМ РЕЗОНАТОРЕ А.И. Астайкин, А.Ф. Липатов, В.Б. Профе.....	357
GENERATION CONDITIONS OF RF WAVES IN HELIX DISTRIBUTED RESONATOR A.I. Astaykin, A.F. Lipatov, V.B. Profe	

МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕКСАФЕРРИТОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Колединцева М.Ю.

Московский Энергетический институт (Технический Университет)

111250 Москва Красноказарменная, 14, ОПЛФ МЭИ

Факс 095-362-89-38

Аннотация - Для разработки частотно-селективных измерителей энергетических параметров сигналов мм диапазона длин волн перспективны преобразователи мощности на основе монокристаллических гексаферритовых резонаторов (ГФР), использующие модуляцию и демодуляцию мм сигналов. Рассмотрены теоретические задачи, возникающие при анализе работы модулятора и демодулятора на ГФР.

I. Введение

Частотно-селективные измерители энергетических параметров сигналов СВЧ и мм диапазонов длин волн необходимы для исследования излучений активных приборов, работающих в многочастотном режиме или имеющих сверхширокополосный и неустойчивый во времени спектр. Для этих целей можно использовать процессы модуляции и демодуляции сигналов с помощью ферритовых резонаторов (ФР). Для мм диапазона длин волн перспективно использование монокристаллических гексаферритовых резонаторов (ГФР) с большим внутренним полем кристаллографической магнитной анизотропии, не требующих громоздких систем подмагничивания.

Известно решение задач о модуляции СВЧ-сигнала с помощью кристаллографически "изотропного" ФР, резонансная частота которого изменяется по гармоническому закону с радиочастотой Ω при переменном поле подмагничивания [1]. Решена также задача о демодуляции амплитудно-модулированного СВЧ-сигнала с помощью "изотропного" ФР, находящегося в постоянном поле подмагничивания [2]. Но особенностью анализа модуляции и демодуляции с помощью ГФР является учет поля кристаллографической магнитной анизотропии H_A и угла его ориентации θ_n по отношению к внешнему полю подмагничивания H_0 при условии $H_0 < H_A$.

Модуляция мм сигнала с помощью ГФР может быть осуществлена двумя способами: либо за счет переменного поля подмагничивания ("полевое" управление), либо за счет девиации угла ориентации ГФР вблизи некоторого начального положения ("угловое" управление). Демодуляцию сигнала с переменной огибающей можно получить за счет изменения продольной составляющей намагниченности ГФР и наведения ЭДС в элементе съема, например, спиральной микрокатушке или датчике Холла вблизи ГФР.

При относительно быстром управлении резонансной частотой ГФР, когда частота управляющего ("модулирующего") колебания Ω сравнима или превосходит частоту релаксации ферромагнитного резонанса (ФМР) в ГФР, необходимо учитывать динамические явления, связанные с искажением формы кривой ФМР. Аналитическое решение такой задачи затруднено из-за необходимости решения системы 3-х дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами, когда компоненты вектора намагниченности совершают колебания с отличающимися друг от друга частотами [3].

Однако на практике при изготовлении модуляторов используются частоты модуляции, существенно меньшие, чем частота релаксации ГФР (десятки кГц - единицы МГц против десятков МГц). В связи с этим можно воспользоваться "квазистатическим" подходом для анализа поведения компонент вектора намагниченности при переменной резонансной частоте. В этом случае форма кривой ФМР совпадает со статической, соблюдаются статические соотношения между ориентацией основных векторов: оси кристаллографической анизотропии H_A , внешнего магнитного поля H_0 и равновесной намагниченности M_0 , вытекающие из минимума магнитной энергии кристалла. При этом для решения задачи можно воспользоваться статическим тензором магнитной восприимчивости гексаферрита.

При рассмотрении демодулятора также можно воспользоваться "квазистатическим" подходом, поскольку управления резонансной частотой ГФР в этом случае нет.

II. Модуляция мм сигнала с помощью ГФР

В "квазистатическом" приближении мм компоненты намагниченности и магнитного поля связаны тензорным соотношением [4]

$$\vec{m} = \hat{\chi} \vec{h}, \quad (1)$$

где тензор магнитной восприимчивости ГФР имеет 9 компонент в декартовой системе координат (при колебании вектора намагниченности в плоскости (yz), перпендикулярной к направлению распространения волны по оси x) [5]:

$$\tilde{\chi} = \begin{vmatrix} \chi_{11} & j\chi_a \cos \theta_M & j\chi_a \sin \theta_M \\ -j\chi_a \cos \theta_M & \chi_{22} \cos^2 \theta_M & \chi_{22} \sin \theta_M \cos \theta_M \\ -j\chi_a \sin \theta_M & \chi_{22} \cos \theta_M \sin \theta_M & \chi_{22} \sin^2 \theta_M \end{vmatrix} \quad (2)$$

Здесь использованы следующие обозначения: ω -несущая частота мм сигнала, α - безразмерный параметр диссипации в уравнении Ландау-Лившица [4]; M_s - намагниченность насыщения; μ_0 - магнитная проницаемость вакуума; γ -гиромагнитное отношение; $M = \mu_0 \gamma M_0$; $\omega_0 = \mu_0 \gamma H_0$; $A = \mu_0 \gamma H_A$.

$$\chi_{11} = \frac{\omega_M(\omega_1 + j\omega \alpha)}{\Delta}; \quad \chi_{22} = \frac{\omega_M(\omega_2 + j\omega \alpha)}{\Delta}; \quad \Delta = \omega_1 \omega_2 - \omega^2(\alpha^2 + 1) + j\omega\alpha(\omega_1 + \omega_2);$$

$$\omega_1 = \omega_0 \cos \theta_M + \omega_A \cos^2 \theta_0; \quad (3)$$

$$\omega_2 = \omega_0 \cos \theta_M + \omega_A \cos 2 \theta_0 \quad (4)$$

где θ_M - угол между H_0 и M_0 ; θ_H - угол между H_0 и H_A ; θ_0 - угол между M_0 и H_A ;
При этом резонансная частота ГФР выражается следующим образом:

$$\omega_{res} = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (5)$$

Для "полевого" и "углового" управления при малых амплитудах модулирующих колебаний резонансную частоту можно выразить как

$$\omega_{res} = \omega_{r0} + \omega_m \cos \Omega t \quad (6)$$

В "квазистатическом" случае сохраняется соотношение между углами $\theta_M, \theta_H, \theta_0$ [4]:

$$\sin 2\theta_0 = 2H_0 / H_A \times \sin(\theta_H - \theta_0) \quad (7)$$

$$H = \theta_M + \theta_0. \quad (8)$$

Каждая компонента тензора имеет действительную и мнимую части:

$$\chi_{\alpha\beta} = \chi'_{\alpha\beta} + j\chi''_{\alpha\beta} \quad (9)$$

Можно представить мм поперечные компоненты вектора намагниченности как колебания с медленно меняющимися огибающей и фазой,

$$m_\alpha = G_\alpha \cos(\omega t + \varphi_\alpha), \text{ где } \alpha = x, y \quad (10)$$

при использовании мм волны с компонентами h_x, h_y (например, волны H_{10} в прямоугольном волноводе).

$$\alpha = \sqrt{|\chi_{xx}|^2 h_{xm}^2 + |\chi_{xy}|^2 h_{ym}^2 + 2h_{xm} h_{ym} \Delta_\chi}, \quad (11)$$

$$\text{где } \Delta_\chi = \chi'_{xx} \chi''_{xy} - \chi''_{xx} \chi'_{xy}$$

и амплитуда G_α может быть разложена в ряд Фурье и рассчитана численно:

$$\alpha = g_0^\alpha / 2 + \sum_{n=1}^{\infty} (g_n^\alpha \cos n\Omega t + f_n^\alpha \sin n\Omega t) \quad (12)$$

С учетом коэффициента связи β между ГФР и волноводом запишем огибающую мм компонент намагниченности:

$$\alpha^s = G_\alpha / (1 + \beta), \quad (13)$$

где $\beta = -\omega \mu_0 V_f / (2N) \times \cos \gamma_{10} (x - x_0) (|\chi_{xx}| h_{xm}^2 + |\chi_{yy}| h_{ym}^2)$,

V_f - объем ГФР, N - норма волны [6], γ_{10} - постоянная распространения волны H_{10} , $h_{xm,ym}$ - амплитуды компонент мм магнитного поля.

Коэффициент модуляции прошедшей волны приближенно выражается как

$$\approx 0.5 \left(\frac{\omega \mu_0 V_f}{N} \right)^2 (G_x h_{xm} + G_y h_{ym})^2. \quad (14)$$

Спектр G_{xy} определяет спектр коэффициента модуляции Q и, таким образом, спектр огибающей прошедшего мм сигнала, промодулированного с помощью ГФР. Форма зависимостей гармоник коэффициента модуляции совпадает с формой соответствующих гармоник модулей компонент тензора магнитной восприимчивости ГФР и с формами аналогичных зависимостей для "изотропного" феррита [1]. Амплитуды гармоник частоты модуляции, содержащиеся в огибающей прошедшего через ГФР с

переменной резонансной частотой, пропорциональны интенсивности входного сигнала и зависят от ряда физических параметров ГФР: поля анизотропии, параметра диссипации (ширины линии ФМР), ориентации оси анизотропии ГФР по отношению к внешнему магнитному полю, а также от величины поля подмагничивания, расстройки между несущей частотой сигнала и центральной резонансной частотой ГФР, параметров линии передачи. Зависимость от угла ориентации ГФР приводит к тому, что достичь максимума той или иной гармоники можно путем выбора соответствующего угла ориентации ГФР при заданном поле подмагничивания (вблизи ФМР), а при определенных углах ориентации (от 30 до 70°) и "угловом" управлении резонансной частотой ГФР [7] достигается максимальная амплитуда модулирующего колебания при фиксированной девиации угла, что приводит к увеличению глубины модуляции прошедшего сигнала.

III. Демодуляция мм сигнала с помощью ГФР

Пусть на ГФР воздействует сигнал, магнитное поле которого имеет компоненты

$$\begin{cases} h_x = h_{xm}(1+Q)\cos(\omega t + \Phi) \\ h_y = h_{ym}(1+Q)\sin(\omega t + \Phi) \end{cases} \quad (15)$$

где $Q(t)$, $\Phi(t)$ -соответственно, законы амплитудной и фазовой модуляции.

Найдем ЭДС, наводимую в спиральной микрокатушке, окружающей ГФР, за счет изменений продольной составляющей вектора намагниченности ГФР под воздействием указанного выше сигнала. Поскольку связь между изменением продольной составляющей вектора намагниченности ГФР и поперечными компонентами имеет вид:

$$\Delta M_z = \frac{m_x^2 + m_y^2}{2 M_s} \cos \theta_M, \quad (16)$$

то

$$E = -Z \frac{dM_z}{dt} = \frac{Z}{M_s} \cos \theta_M (m'_x m_x + m'_y m_y), \quad (17)$$

где Z - коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров микрокатушки,

Учитывая связь между мм компонентами вектора намагниченности и магнитного поля через компоненты тензора магнитной восприимчивости, получаем следующее выражение для ЭДС:

$$E = \frac{Z}{2 M_s} \cos \theta_M Q'(1+Q)(h_{xm}^2 g_x^2 + h_{ym}^2 g_y^2), \quad (18)$$

$$\text{где } g_x^2 = \frac{(\omega \omega_M \alpha)^2 + (\omega_M \omega_1)^2 + (\omega \omega_M \cos \theta_M)^2}{(\omega \omega_1 - \omega^2(1+\alpha^2))^2 + (\omega \alpha(\omega_1 + \omega_2))^2} \quad (19)$$

$$g_y^2 = \frac{(\omega \omega_M \alpha)^2 + (\omega_M \omega_2 \cos^2 \theta_M)^2 + (\omega \omega_M \cos \theta_M)^2}{(\omega \omega_1 - \omega^2(1+\alpha^2))^2 + (\omega \alpha(\omega_1 + \omega_2))^2} \quad (20)$$

Выражение для ЭДС носит резонансный характер и достигает максимума при ФМР, достигаемого за счет выбора соответствующих поля подмагничивания и угла ориентации ГФР. ЭДС увеличивается с уменьшением α , т.е. с увеличением добротности ГФР. В случае немодулированного сигнала ЭДС равна нулю. Если сигнал амплитудно-модулированный по закону $(t) = m \cos \Omega t$, то ЭДС содержит 1-ю и 2-ю гармоники частоты модуляции, т.к.

$$(1+Q) = -\Omega m \sin \Omega t + (m^2 \Omega / 2) \sin 2\Omega t,$$

и с увеличением частоты модуляции ЭДС линейно возрастает (в рамках "квазистатического" приближения при относительно малых частотах модуляции). С ростом глубины модуляции гармоники ЭДС также увеличиваются - 1-я - линейно, а 2-я - квадратично. Зависимости от фазы мм сигнала, воздействующего на ГФР, не наблюдается в силу квадратичной связи между продольной и поперечными компонентами вектора намагниченности. Гармоники ЭДС несут информацию о мощности мм сигнала на заданной частоте. Эти результаты совпадают с решением "динамической" задачи для кристаллографически "изотропного" феррита при малой частоте и глубине модуляции [2].

IV. Заключение

"Квазистатический" подход, использующий статический тензор магнитной восприимчивости ГФР, позволяет анализировать поведение вектора намагниченности ГФР вблизи ФМР как в случае модуляции мм сигнала при "полевым" и "угловым" управлении резонансной частотой ГФР, так и при демодуляции амплитудно- и фазо-модулированного сигнала. При этом частота и амплитуда модуляции должны быть относительно малыми, чтобы можно было считать, что выполняется условие статического равновесия вектора намагниченности ГФР.

При модуляции ММ сигнала с помощью ГФР с переменной резонансной частотой, амплитуды гармоник частоты модуляции, содержащиеся в огибающей прошедшего через пропорциональные интенсивности входного сигнала и зависят от ряда физических параметров ГФР: поля анизотропии, параметра диссипации (ширины линии ФМР), ориентации оси анизотропии ГФР по отношению к внешнему магнитному полю, а также от величины поля подмагничивания, расстройки между несущей частотой сигнала и центральной резонансной частотой ГФР, параметров линии передачи.

ЭДС, наводимая в элементе съема при демодуляции с помощью ГФР, также зависит от указанных физических параметров ГФР, поля подмагничивания, параметров элемента съема (например, спиральной микрокатушки) и определяется видом огибающей воздействующего на ГФР ММ сигнала, не завися от его фазы.

Модулированный и демодулированный с помощью ГФР сигналы несут информацию об интенсивности воздействующего ММ сигнала на заданной частоте вблизи ФМР. Представленный теоретический анализ модуляции и демодуляции на ГФР необходим для разработки соответствующих модуляторов и демодуляторов аппаратуры для измерения энергетических параметров ММ колебаний, в частности, преобразователей, построенных по схеме "модулятор-демодулятор" с обратной связью по промежуточной частоте [8].

V. Список литературы

- [1] Характеристики монокристаллического ферритового эллипсоида при переменном подмагничивании/ Китайцев А.А., Савченко Н.И.// Труды 2 Межд. конф. ICMF'74. Зуль, ГДР. 1974. С. 205-213.
- [2] Китайцев А.А. Метод измерения частотной избирательности гироманитного преобразователя // Труды 4 Межд. конф. ICMF'78. Яблонна. ПНР. 1978. С.218-222.
- [3] Koledintseva M.Yu. The modulation of microwave field by means of the acoustically controlled hexagonal ferrite resonator// Proc. URSI Int. Symp. EMT'95. St. Petersburg, Russia, May 1995. P. 735-740.
- [4] Гуревич А.Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М.: Наука, ГРФМЛ, 1973.
- [5] Особенности ферромагнитного резонанса в монокристаллах гексаферритов/ Поллак Б.П., Ханамиров А.Е.//Доклады НТК по итогам НИР за 1968-69 гг. Секция радиотехническая. Ферритовая СВЧ радиофизика. М.: МЭИ. 1969. С.90-100.
- [6] Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. М.: Радио и связь. 1988.
- [7] Колединцева М.Ю. Модулятор ММ волн на основе гексаферритовых резонаторов для частотно-селективного преобразования мощности // Тр. 4 Крымской конф. "СВЧ-техника и спутниковый прием", Севастополь, сент. 1994. Т.1. С. 171-176.
- [8] Китайцев А.А., Колединцева М.Ю. О перспективных частотно-селективных методах преобразования мощности в мм диапазоне // Сб. научных докладов Межд. Симп. ЭМС-95. С.-Петербург, июнь 1995. С. 166-167.

MODULATION AND DEMODULATION OF MILLIMETRE WAVE SIGNALS USING HEXAGONAL FERRITE RESONATORS

Koledintseva M.Yu.

Moscow Power Engineering Institute (Technical University) MPEI

14 Krasnokazarmennaya St., Moscow-111250, Russia

fax 095-362-89-38

For frequency-selective mm wave measuring devices design power transducers on the base of monocrystal hexagonal ferrite resonators (HFR) which use processes of modulation and demodulation of mm wave signals, are rather prospective. Theoretical analysis of such modulator and demodulator and some experimental results are presented. The modulator is based on the HFR with controlled resonance frequency which is being varied either by means of the magnetizing field variation or by variation of crystallographic anisotropy axis position with modulation of frequency. The demodulator is based on HFR with element for output of the converted signal (microcoil or Hall-element). This paper presents the solution of the problem on influence of mm wave signal with amplitude- and phase-modulated law on HFR having constant field of magnetization and the angle of orientation. The task of inducing of electromotive force containing information on the spectrum of the mm wave signal envelope is presented.

ФОТОПРОВОДИМОСТЬ АРСЕНИД-ГАЛЛИЕВОГО ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ, УПРАВЛЯЕМОГО ЛАЗЕРНЫМ ИМПУЛЬСОМ

Н.И. Белецкий

Харьковский государственный университет
310077, Украина, Харьков, пл.Свободы, 4

Аннотация - Исследуется импульс фотопроводимости: форма, время нарастания и спада неравновесной концентрации в арсенид-галлиевом коммутаторе управляемом импульсом лазера с целью получения импульса необходимой формы и мощности.

I. Введение

Развитие лазерной, ускорительной и локализационной техники, термоядерной энергетики требуют создания устройств коммутации больших мощностей. Газоразрядные, твердотельные коммутаторы практически полностью вытеснены мощными полупроводниковыми приборами: тиристорами и переключателями управляемыми импульсом лазера. Использование новых высокоэффективных полупроводниковых соединений арсенида галлия, арсенида индия и других, обладающих более высокими электрофизическими параметрами по сравнению с традиционно применяемым кремнием, а также новые принципы работы и конструкторские решения позволяют уже в настоящее время значительно укрепить позиции и возможности применения полупроводниковых приборов для коммутации сверхвысоких мощностей в субнаносекундном диапазоне.

II. Основная часть

В данной работе приводятся результаты исследования поведения фотопроводимости арсенид-галлиевых коммутаторов управляемых импульсом лазера.

Коммутация больших мощностей полупроводниковыми приборами любого типа производится путем резкого увеличения проводимости области, которая в начальном состоянии имеет очень высокое сопротивление и блокирует приложенное к прибору внешнее напряжение. Такой областью обычно является полностью истощенное сильным полем область объемного заряда обратнорасположенного р-п-перехода. Резкое увеличение проводимости этой области осуществляется путем заполнения ее хорошо проводящей электронно-дырочной плазмы. Предельное время коммутации при этом составляет десятки наносекунд. В настоящее время разработаны два новых принципа коммутации - с помощью управляющего лазерного слоя и с помощью мощного импульса лазерного излучения [1]. Это привело к созданию новых классов мощных полупроводниковых приборов с уникальными характеристиками по быстродействию и величине коммутируемой мощности. В [2] показано, что временные характеристики фотопроводимости расположены в пикосекундном диапазоне, если оптическое возбуждение осуществляется пикосекундными импульсами. Импульс фотопроводимости арсенид-галлиевых коммутаторов является следствием воздействия на поверхность и объем полупроводника мощного лазерного излучения. Поэтому параметры импульса фотопроводимости (длительности импульса, время нарастания импульса и его спада, достигаемая концентрация избыточных носителей заряда и ток переключения) в значительной мере определяется как параметрами инициирующего импульса лазера так и параметрами полупроводника.

Длительность лазерного импульса была равна 10 нс. Интенсивность падающего лазерного излучения принималась равной 10^6 - 10^7 Вт/см². Коэффициент поглощения излучения варьировался в пределах 50 - 10^5 см⁻¹. В зависимости от необходимых оптоэлектронных параметров можно подобрать фотопроводящий материал: для быстрого включения - короткие времена жизни зарядов; для увеличения динамического диапазона - высокая фотопроводимость; для хорошей эффективности включения - высокий квантовый выход. Во всех случаях очень важно подобрать материал полупроводника и длину волны излучения, чтобы глубина оптической абсорбции равнялась skin слою. Установлено, что удельный ток для кремния составляет 5 кА/см, а для арсенида галлия 0.5 кА/см. Практически, минимальное поперечное сечение полупроводника следует выбирать согласно допустимой величины удельного тока или плотности носителей. При расчетах важным является коэффициент рекомбинации $\gamma \sim 10^{-7}$ - 10^{-4} см³/с. Арсенид галлия брался с удельным сопротивлением $\rho \sim 10^8$ Ом см. На рис. 1а, 1б, 1в

представлены результаты расчетов параметров импульса фотопроводимости от интенсивности лазерного излучения (1а), коэффициента рекомбинации (1б) и формы лазерного импульса (1в).

Концентрация носителей в арсениде галлия за время импульса лазера возрастает от 10^8 см^{-3} до $10^{16}-10^{18} \text{ см}^{-3}$, что позволяет получать плотности тока 10^5-10^6 А/см^2 за время 0.1 нс и менее вплоть до единиц пс. Такие малые времена нарастания и спада неравновесной концентрации в сочетании со сложной формой лазерного импульса позволяет получить импульсы фотопроводимости - прямоугольный и треугольной.

III. Заключение

Для получения импульса треугольной формы или более острого необходимо использовать лазерный импульс близкий к таковым при сравнительно низких значениях интенсивности лазерного луча, коэффициента поглощения и коэффициента рекомбинации. На форму импульса переключателя в значительной степени влияет и внешняя цепь [3].

IV. Список литературы

- [1] В.М. Тучкевич, Н.В. Грехов "Новые принципы коммутации больших мощностей полупроводниковыми приборами". Ленинград. "Наука". 1988г.
- [2] Nunnally W.C. High-power microwave generation using optically activated semiconductor switches. IEEE Trans. Electron. Devices. 1990, v.37, N12, p. 2439-2448.
- [3] Грехов Н.В., Козлов В.А., Сергеев В.Г. Мощный фотоэлектронный переключатель микросекундного диапазона. Письма в ЖТФ, 1982, т.8, №14, с.853-855.

PHOTOCONDUCTIVITY OF GaAs SWITCH CONTROLLED BY A LASER IMPULSE

Beletsky N.I.

*Kharkov State University, Radio-Physical Department, 4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine
tel/fax (0572) 471272*

The characteristics of a semiconducting commutator with optical control (SCOC) on the base of GaAs are considered. They are the following: switch time, the time of pulse increasing and decreasing depending upon the power and form of laser pulse and the semiconductor material parameters. The photoconductivity phenomenon is studied taking into account a two-photon absorption, increasing and decreasing of a non-equilibrium concentration depending upon recombinations processes, absorption and GaAs parameters to optimize the generated impulse.

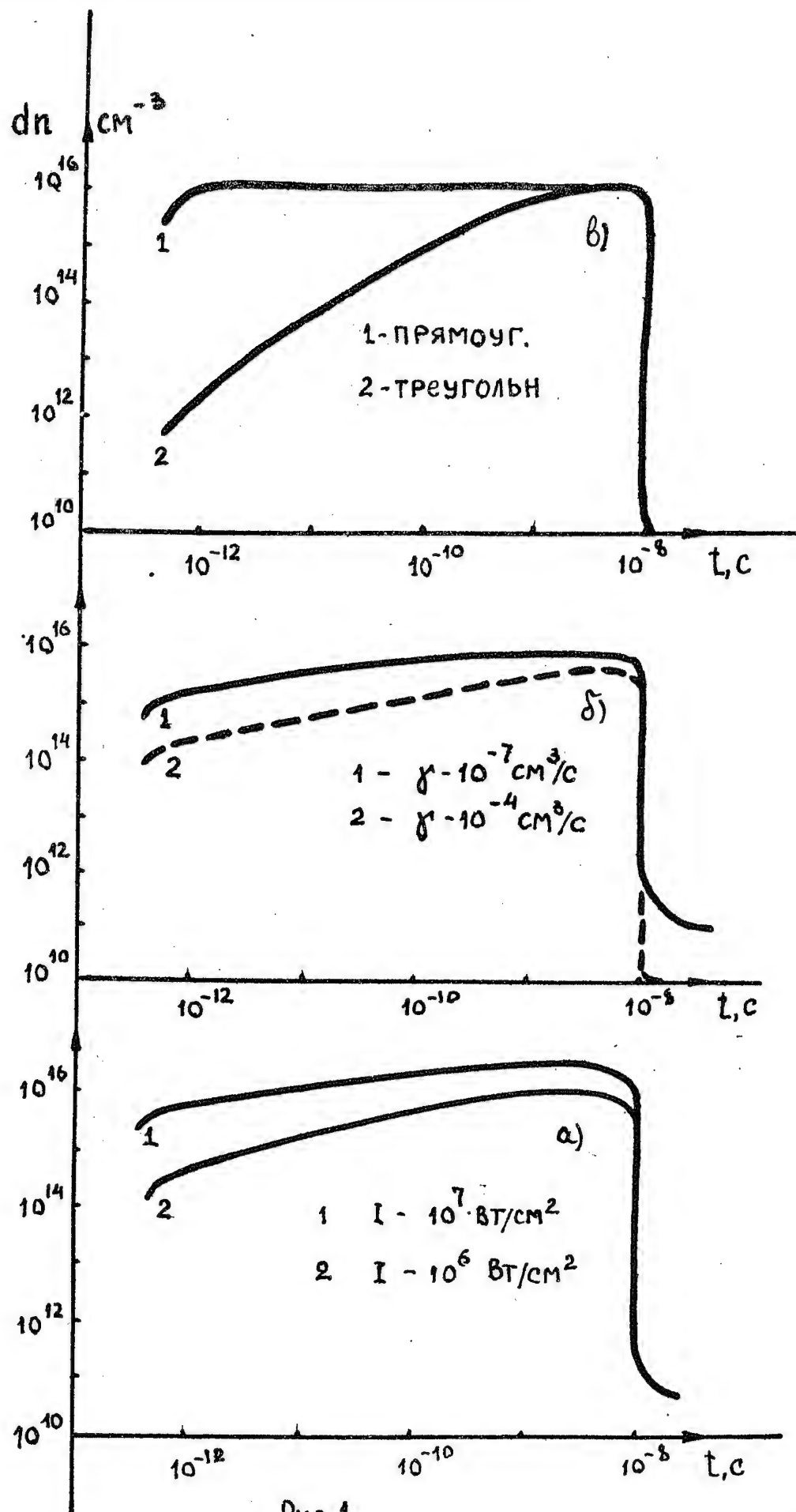


Рис. 1

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ДИОДЕ ГАННА С ТУННЕЛЬНЫМ КАТОДОМ

Ю.В. Аркуша, Э.Д. Прохоров, И.П. Стороженко

Харьковский государственный университет, 310077, Украина, Харьков, пл.Свободы, 4

Аннотация - В GaAs-диоде Ганна с туннельным p^{++} - n^{++} -переходом на катодном контакте в пролетном режиме исследованы быстропротекающие физические процессы на основе двухтемпературной модели. На частоте 110 ГГц получены зависимости эффективности генерации (КГД) диодов от падения напряжений на туннельном катоде и диоде. Наибольшая эффективность генерации составила 3.8% при потоке выходной мощности излучения 2525 Вт/см².

I. Введение

Исследование новых типов катодных контактов, позволяющих получить генерацию на коротких диодах Ганна (<2 мкм) остаются по-прежнему актуальными. В качестве такого типа катодного контакта можно предложить катод с туннельной инжекцией носителей заряда в активную область диода [1], например p^{++} - n^{++} -переход. Туннельная инжекция носителей заряда в активную область диода дает возможность увеличить энергию электронов у катода и модулировать проводимость активной области. Влияние туннельной инжекции на работу диодов Ганна практически не изучено. В работе [2] были проведены расчеты спектральной плотности низкочастотных флуктуаций тока диода Ганна при учете туннелирования электронов через контакт металл-полупроводник. Попытка же выяснить влияние модулирование проводимости активной области диода, которая может возникнуть при туннельной инжекции, на энергетические и частотные характеристики диодов Ганна проделана в [3], но к сожалению с большими упрощениями.

II. Основная часть

1. **Методика исследования.** Исследования проводились на основе двухтемпературной модели [4]. Учет p^{++} - n^{++} -перехода в модели сводился к заданию граничных условий:

$$n_{\Gamma}(0, t) = N_a(0) + n_t(t); \quad (1)$$

$$T_{\Gamma}(0, T) = \frac{T_0 \cdot N_a(0) + n_t(t) \cdot T_t(t)}{N_a(0) + n_t(t)}; \quad (2)$$

$$E(0, t) = \frac{J_t(t)}{qn_{\Gamma}(0, t)\mu(T_{\Gamma}(0, t))}, \quad (3)$$

где $n_t(t)$, $J_t(t)$ и $T_t(t)$ - концентрация, плотность тока и средняя температура протуннелированных электронов, соответственно; n_r и T_r концентрация и температура электронов в центральной долине.

$$n_t(t) = \int_0^{\Delta t} G_t dt; \quad (4)$$

$$J_t(t) = q \cdot G_t \cdot \Delta x; \quad (5)$$

$$G_t = A_t \cdot E_{pn}^2 \cdot \exp\left\{-\frac{B_t}{E_{pn}}\right\} [5]; \quad (6)$$

$$T_t = \frac{\Phi_n + \Phi_p + q(U_t + U_{1t} \sin \omega t)}{3k}; \quad (7)$$

$$E_{pn} = \frac{U_k + U_t + U_{1t} \cdot \sin \omega t}{L_{pn}}, \quad (8)$$

где Δx и Δt - шаг интегрирования по координате и времени; G_t - коэффициент генерации электронов [5], E_{pn} -среднее поле, L_{pn} - длина, U_t и U_{1t} - напряжение смещения и амплитуда колебания напряжения, U_k - контактная разность потенциалов для p^{++} - n^{++} -перехода; Φ_n и Φ_p - уровни Ферми в p^{++} и n^{++} областях

соответственно; ω - циклическая частота СВЧ-колебания. Т.к. концентрация примесей в p^{++} - и n^{++} -областях высокая, то падением напряжения на этих областях можно пренебречь. Так же считаем, что длина n^{++} -области меньше длины свободного пробега электрона. Поэтому p^{++} - и n^{++} -области в модели не учитываются. На p^{++} - n^{++} -переход напряжение подавалось отдельно от подаваемого напряжения на диод. Это было сделано с целью более детального исследования процессов в диоде.

Таким образом, инжекция электронов учитывается только в Γ -долине; граничные условия для катодной области в двухтемпературной модели [4] задаются уравнениями (1)-(3); вырожденные области в модели не учитываются.

2. Параметры диода. В исследовании рассматривалась p^{++} - n^{++} - n - n^{++} -GaAs-структура с длиной активной области 1.0 мкм и концентрацией электронов $2.5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Необходимые параметры GaAs были взяты из работ [4, 6]. Концентрация доноров и акцепторов, в n^{++} и p^{++} -областях составили $6 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$. При этом контактная разность потенциалов - $U_K = 1,44 \text{ В}$.

Концентрация доноров в аноде $9 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Все вычисления были проведены на частоте 110 ГГц, при температуре кристаллической решетки 300К.

3. Результаты исследования. Исследования показали, что в диодах Ганна с туннельной инжекцией электронов через p^{++} - n^{++} -переход распространяются заряженные слои. Существует оптимальное напряжение на p^{++} - n^{++} -переходе, при котором КПД - максимальный. (рис.1). Существование оптимального U_f можно объяснить следующим образом. При небольших U_f концентрация и температура протуннелированных электронов незначительная, но поле у катода положительное. Т.е. протуннелированные электроны попадают в ускоряющееся поле, что увеличивает их температуру и заселенность X-долины. При увеличении U_f концентрация и температура протуннелированных электронов увеличивается, но уменьшается поле у катода. Протуннелированные электроны попадают уже в тормозящее поле, в результате уменьшается их температура и заселенность X-долины. Заселенность X-долины у катода влияет на формирование и распространение заряженных слоев. Слишком высокая заселенность X-долины уменьшает амплитуду и улучшает фазу токовых колебаний в диоде, а слишком маленькая увеличивает длину "мертвой" зоны. Следовательно, оптимальное U_f (КПД - максимальный) определяется наилучшим соотношением амплитуды тока в диоде и фазовых соотношений между колебаниями тока и напряжения (рис. 2).

Влияние амплитуды колебания напряжения на диоде и p^{++} - n^{++} -переходе в основном сводится к следующему. При амплитуде напряжения меньше оптимальной уменьшается амплитуда колебаний тока и улучшаются фазовые соотношения между колебаниями тока и напряжения. При амплитуде напряжения больше оптимальной амплитуда токовых колебаний возрастает, но ухудшаются фазовые соотношения.

III. Заключение

Таким образом, инжекция горячих электронов через p^{++} - n^{++} -переход в активную область диода Ганна приводит к появлению у катода эффекта значительной заселенности боковой долины при низкой напряженности поля. В диодах распространяются заряженные слои. Было обнаружено, что энергетические характеристики диода зависят от падения напряжения на p^{++} - n^{++} -переходе. Существует оптимальное U_f , при котором КПД максимальный. Из проделанного анализа результатов можно так же предположить, что частотные свойства диода то же будут зависеть от падения напряжения на p^{++} - n^{++} -переходе. Влияние амплитуды колебания напряжения и напряжения смещения на диоде в основном сводится к тем же процессам, что происходят в обычном n^+ - p^+ -диоде.

Проведенные оценки энергетических возможностей диода с туннельным катодом дают КПД больше, чем диоды с другими типами катодных контактов на частоте 110 ГГц. Поэтому можно сделать вывод о перспективности диодов с туннельным катодом.

IV. Список литературы

- [1] Прохоров Э.Д.//Вестник Харьковского Университета 1978, 7, № 163, с. 76-78.
- [2] Гончарук Н.М., Чайка В.Е.//Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ, 1991, вып. 3, с. 21-24.
- [3] Аркуша Ю.В., Прохоров Э.Д.//Труды межведомственной научно-технической конференции "Приборы, техника и распространение мм, смм волн". Харьков. 1992. С.37.
- [4] Аркуша Ю.В. Дрогаченко А.А., Прохоров Э.Д.//Радиотехника и электроника. 1987, 32, №9, с. 1947-1954.
- [5] Elta M.E., Haddan G.I.//IEEE Trans. Electron. Devices., 1978, ED-25, p. 694.
- [6] Аркуша Ю.В., Прохоров Э.Д., Стороженко И.П.//Радиотехника и электроника. 1996, 41, №2, с. 248-252.

THE PHYSICAL PROCESSES OF HIGH FREQUENCY IN GUNN DIODES WITH TUNNEL CATHODE

Arkusha Yu.V., Prokhorov E.D., Storozhenko I.P.
Kharkov State University, 4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine
tel. 47-19-88, 43-08-83

The generation efficiency and the physical processes of high frequency which take place in diodes with tunnel p-n-junction on cathode contact in GaAs-diodes have been studied on the base of two-temperature model. The dependence of generation efficiency upon the voltages in the tunnel cathode and diode at the frequency of 110 GHz has been investigated. Such diodes have the maximum efficiency of 3.8%.

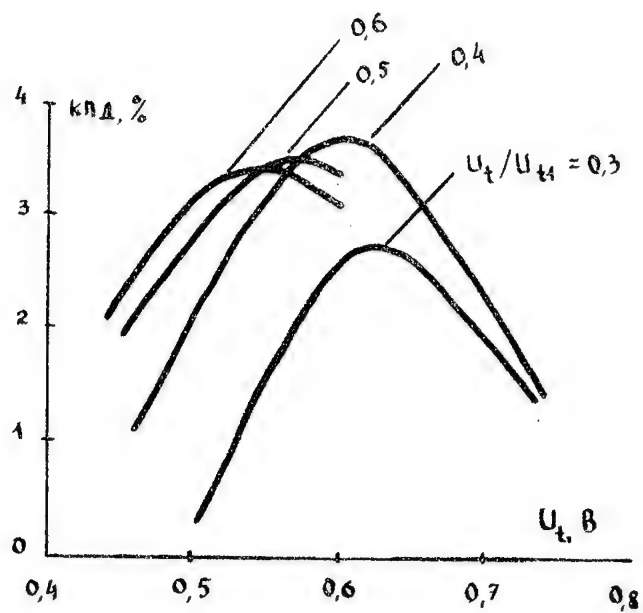


Рис. 1

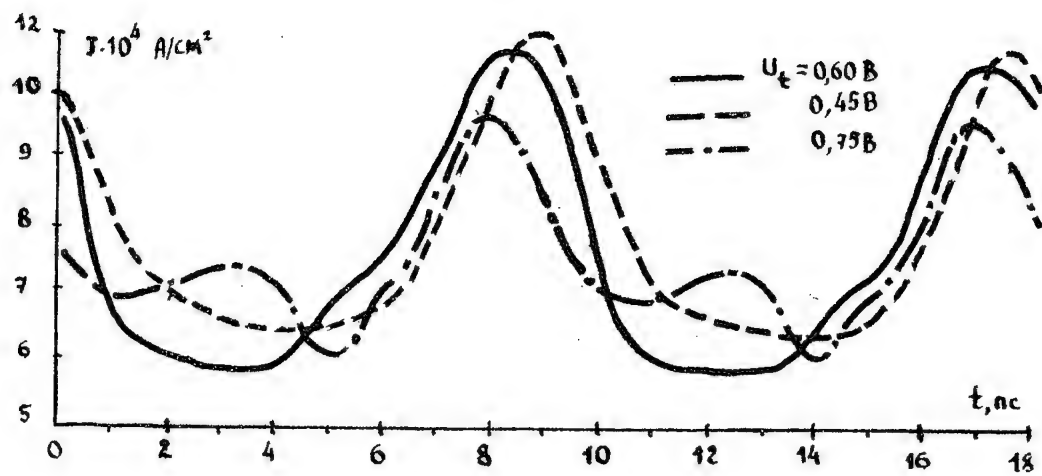


Рис. 2

КАТОДНЫЕ КОНТАКТЫ ДЛЯ КОРОТКИХ ДИОДОВ ГАННА

Ю. В. Аркуша

Харьковский государственный университет, 310077, Харьков, пл. Свободы, 4

Аннотация - Приводится обзор по исследованию влияния различных типов катодных контактов (n^+-n , n^+-n^+-n , запорный $m-n^+$, $m-n$, антизапорный $m-n$, $m-n^+-n$, запорный и антизапорный гетеропереход на катодном контакте) на энергетические и частотные характеристики GaAs-диодов Ганна. Определено влияние типов катодных контактов на величину области начального разогрева электронов у катода и целесообразность использования тех или иных типов катодных контактов в конкретном диапазоне при работе на основной частоте и частотах второй и третьей гармоник.

I. Введение

Одной из возможностей освоения мм и субмм длин волн является использование диодов с междолинным переносом электронов (МПЭ). Применяемые в качестве катода к диодам Ганна омические (например, n^+-n) контакты обладают существенным недостатком, не позволяющим использовать их в достаточно коротких диодах. Низкое поле у катода делает довольно протяженной область полупроводника, в которой электроны набирают необходимую для междолинного перехода энергию, и уже при длинах диода 2-3 мкм эта область начального разогрева существенно уменьшает эффективность диода и делает работу диодов практически невозможной при длинах 1-1,5 мкм.

Цель данного обзора - показать влияние различных типов катодных контактов у диодов Ганна на основе GaAs на величину области начального разогрева электронов (ОНРЭ) и на их энергетические характеристики.

II. Основная часть

Единым методом на основе двухтемпературной модели [1] исследовались n^+-n катодный контакт с однородным и неоднородным профилем легирования активной области, n^+-n^+-n катодный контакт, металлический катодный контакт, гетеропереход на катодном контакте. Кратко остановимся на основных результатах исследования для каждого из контактов для диодов с длиной активной области 2,5 мкм.

1. *n^+-n катодный контакт с однородным и неоднородным профилем легирования* [2]. Концентрация у катода 10^{16} см^{-3} , в n^+ -области - $8 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$. Отношение концентрации у анода n_A к концентрации у катода n_K характеризуется отношением $K=n_A/n_K$, которое изменялось от 0,5 до 3,0. При $K=1$ диод однородно легирован и в нем распространяются заряженные слои. Максимальное значение КПД получено на пролетной частоте $f \sim 45 \text{ ГГц}$ и составляет $\sim 3,4\%$. При $K < 1$ эффективность генерации быстро уменьшается и при $K=0,5$ она составляет доли процента. Это обусловлено тем, что ОНРЭ увеличивается по сравнению с диодами с однородным легированием активной области. При $K > 1$ в диоде распространяются дипольные домены и эффективность генерации возрастает. Максимальный КПД $\sim 8,2\%$ соответствует при 300К значению $K=1,5$. Увеличение КПД при $1,0 < K < 1,5$ обусловлено улучшающимися условиями для образования домена, уменьшением ОНРЭ у катода (рис. 1).

2. *n^+-n^+-n катодный контакт* [3]. Введение высокоомной области у катода (n^+) позволяет получить высокое электрическое поле на катодном контакте. В результате этого электроны успевают набрать энергию, достаточную для перехода в верхние долины зоны проводимости на расстоянии, значительно меньшем, чем в однородно легированном образце (рис. 1). Максимальное значение КПД достигается на частоте, близкой к пролетной ($\sim 45 \text{ ГГц}$) и составляет $\sim 8,3\%$. Введение высокоомной неоднородности у катода (n^+) позволяет использовать диоды с меньшей длиной активной области и тем самым получать генерацию на более высоких частотах. Однако с уменьшением длины активной области диода эффективность генерации уменьшается. Это связано с инерционностью междолинного перераспределения электронов с увеличением частоты. Использование n^+ -области у катода позволило получить генерацию в коротковолновой части мм диапазона ($f \sim 250 \text{ ГГц}$, $l_a = 0,4 \text{ мкм}$).

3. *Металлический катодный контакт* [4,5,6]. В зависимости от соотношения работ выхода на катоде диода будет образован запорный металлический катодный контакт ($\phi_m > \phi_{n/n}$) и антизапорный ($\phi_m < \phi_{n/n}$).

а). *Запорный металлический катодный контакт (m-n)*. Важным моментом в определении энергетических возможностей диодов с m-n контактом на катоде является определение оптимальной высоты барьера, при которой еще возможен режим с пролетом доменов сильного поля. Для диода с $l_a = 2,5 \text{ мкм}$ оптимальная высота барьера составляет 0,03 эВ, а КПД при оптимальных напряжениях составляет $\sim 8\%$ на частоте 33 ГГц. С понижением высоты барьера от оптимальной уменьшается величина поля в прикатодной области, следовательно, возрастает длина ОНРЭ и эффективность уменьшается. Увеличение барьера повышает поле на катоде, но одновременно растет и обеднение прикатодной области носителями заряда, и в конце концов диод переключается в режим с высоким полем у катода и низким (ниже порогового) в остальной части образца. Такое переключение наступает при высоте барьера $\phi_{max} = 0,04 \text{ эВ}$ и эффективность при этом резко падает. Поэтому применение запорного m-n контакта в диодах $\sim 1 \text{ мкм}$ и менее неперспективно. Создать высокое поле у катода, существенно сокращающее размер ОНРЭ у катода, можно с помощью запорного контакта типа m-n $^+$ с большой высотой потенциального барьера на m-n $^+$ границе. Высокое контактное поле на m-n $^+$ границе, которое ограничивало работу диодов с m-n контактом при длинах короче 1 мкм, благодаря наличию n^+ -области понижается и от его величины на границе n-n зависят свойства сложного m-n ^+-n контакта. Частотная зависимость эффективности генерации приведена на рис. 2. В наиболее коротком из рассматриваемых диодов с $l_a = 0,7 \text{ мкм}$ удалось получить КПД $\sim 2\%$ на частоте $\sim 150 \text{ ГГц}$. Несмотря на то, что на длинах 2-3 мкм диоды с m-n ^+-n контактами уступают по эффективности диодам с m-n контактами, но зато, устраняя влияние "мертвой зоны", обладают преимуществами на более коротких длинах и позволяют получить генерацию в диодах с длиной короче 1 мкм.

б). *Антизапорный металлический катодный контакт (m-n)*. Антизапорный m-n контакт аналогичен n^+-n катодному контакту по своему влиянию на работу диодов и имеет с ним общий

недостаток - низкое поле у катода, поэтому для субмикронных длин диодов антизапорный m-n контакт на катоде непригоден. Для повышения поля у катода между металлом и полупроводником создают узкую область пониженного легирования (n-область). Влияние антизапорного m-n-п контакта зависит от параметров этой n-области. Распределение поля по длине диода может соответствовать движущимся доменам сильного поля, либо заряженным слоям в зависимости от длины n- области, концентрации в ней и величины разности работ выхода. Важно, что такой контакт может обеспечить высокое поле на n-n границе и устранить влияние "мертвой зоны". На рис.2 приведены частотные зависимости КПД для таких контактов.

4. Гетеропереход на катодном контакте [7,8].

Создать высокое поле у катода можно также с помощью изотипного обратносмещенного гетероперехода.

а) *запорный изотипный гетеропереход на катодном контакте.* Рассматривались GaAs-диоды с $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$ и $\text{InP}_x\text{As}_{1-x}$ гетерокатодами. В определении возможностей диода с гетерокатодом важным является исследование влияния на выходные характеристики диода разрыва зоны проводимости в гетерокатоде ($\Delta\epsilon_c$). Исследования показали, что для различных длин диодов и различного полупроводникового соединения в катоде существует оптимальное значение $\Delta\epsilon_c$, при котором КПД максимален. Оптимальное значение $\Delta\epsilon_c$ обусловлено двумя противодействующими процессами. В диоде с $l_a=2,5$ мкм и с $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ - катодом при малом содержании InAs (менее 20%, $\Delta\epsilon_c<0,16$ эВ) электрическое поле на катоде недостаточное для эффективного ускорения электронов до энергии МПЭ в гетероструктуре. Необходимую для МПЭ энергию электроны продолжают набирать в активной области диода уже в низком поле. Тем самым значительно увеличивается ОНРЭ и в диоде распространяются заряженные слои. Однако ОНРЭ становится меньше, чем в диоде с n-n катодом. Поэтому наблюдается рост КПД. Увеличение $\Delta\epsilon_c$ приводит к увеличению поля на гетерокатоде и, если $\Delta\epsilon_c=0,21$ эВ, то поле на катоде становится достаточным для зарождения доменов сильного поля, что ведет к повышению КПД. Проведенные исследования показали, что GaAs-диод с $l_a=2,5$ мкм и $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ катодом имеет максимальное значение КПД ~12% (для оптимального значения x), а с $\text{InP}_x\text{As}_{1-x}$ -катодом - ~9%. Применение запорного изотипного гетероперехода позволяет использовать такие диоды с длиной активной области менее 1 мкм. Частотный предел таких диодов составил: с $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ -катодом ~190 ГГц, с $\text{InP}_x\text{As}_{1-x}$ -катодом - ~180 ГГц (рис.3).

б) *антизапорный изотипный гетеропереход на катодном контакте.* Рассматривались GaAs-диоды с $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ -гетерокатодом. По своей работе диод с антизапорным гетерокатодом аналогичен работе диода с n-n катодом. Тем не менее антизапорный гетерокатод позволяет несколько сократить ОНРЭ у катода и использовать диоды с длиной активной области менее 1 мкм. Частотный предел GaAs-диодов с $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ -катодом составил ~160 ГГц (рис.3). Использование рассмотренных типов катодных контактов к диодам Ганна позволило достичь коротковолновой части мм диапазона. Проблему освоения субмм диапазона электромагнитных волн можно решить либо применяя диоды Ганна на основе перспективных полупроводников A_3B_5 [9], либо используя эффективную работу диодов на частотах второй и третьей гармоники [10]. Несомненный интерес представляет влияние типа катодного контакта на генерацию на частоте второй и третьей гармоники. Рассматривались диоды с m-n катодным контактом, диоды с n-n-п контактом и диоды с неоднородным профилем легирования активной области с длиной активной области $l_a=2,5$ мкм и менее. Использование на диоде напряжения сложной формы приводит к сокращению ОНРЭ у катода, что влечет за собой увеличение эффективности генерации на основной частоте на 30-80%. Эффективная работа диодов на частотах второй и третьей гармоники позволяет расширить их частотный диапазон работы как в коротковолновую часть мм диапазона, так и в область субмиллиметровых длин волн (до ~600 ГГц). Лучшими по КПД генерации на частоте второй гармоники являются диоды с m-n контактом, а на частоте третьей гармоники - диоды с n-n-п контактом.

III. Заключение

Использование n-n-п контактов, n-n контактов с линейно меняющимся профилем легирования, запорного m-n и m-n-п контактов, запорного и антизапорного изотипного гетероперехода на катодном контакте позволяет сократить ОНРЭ у катода по сравнению с n-n контактом и тем самым получить более высокие значения эффективности генерации в достаточно широком частотном диапазоне. Эффективная работа на гармониках позволяет расширить их частотный диапазон в область субмиллиметровых длин волн.

IV. Список литературы

- [1] Ю.В. Аркуша, А.А. Дрогаченко, Э.Д. Прохоров, РЭ, 32, 1947 (1987).
- [2] Ю.В. Аркуша, А.М. Попов, Э.Д. Прохоров, РЭ, 35,1552 (1990).
- [3] Ю.В. Аркуша, А.А. Дрогаченко, Э.Д. Прохоров, РЭ, 33, 1050 (1988).
- [4] Ю.В. Аркуша, А.А. Дрогаченко, Э.Д. Прохоров, РЭ, 33, 1295 (1988).
- [5] Ю.В. Аркуша, А.А. Дрогаченко, Э.Д. Прохоров, РЭ, 33,1336 (1988).
- [6] Ю.В. Аркуша, А.А. Дрогаченко, Э.Д. Прохоров, РЭ, 34,1538 (1989).
- [7] Ю.В. Аркуша, Э.Д. Прохоров, И.П. Стороженко, РЭ, 41, 248 (1996).
- [8] Yu.V. Arkusha, E.D. Prokhorov, I.P. Storozhenko, Proceedings 5th International Symposium on recent advances in microwave technology, Kiev (1995), v.1, p.124.
- [9] Ю.В. Аркуша, Э.Д. Прохоров, Функциональные материалы, 2, N4, 397(1995).
- [10] Ю.В. Аркуша, Э.Д. Прохоров, С.И. Санин, РЭ, 39,1435 (1994).

DIFFERENT CATHODE CONTACTS FOR THE SHORT GUNN DIODES

Arkusha Yu.V.

Kharkov State University, 4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine, tel. 43-08-83

This paper presents the review on the topic of influence of different cathode contacts on the power and frequency characteristics as for GaAs Gunn diodes thus for diodes based on complex A_3B_5 semiconductors ($\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$, $\text{InP}_x\text{As}_{1-x}$, $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{P}_{1-y}\text{As}_y$) is presented. The Gunn diodes with the active region length of 2.5 μm and less were studied. We have studied an influence of some types of cathode contacts on the length of the electron initial heating region near cathode and the advantage of using of some of cathode contacts types in the certain frequency range when the diode works at the fundamental frequency band or at the frequency band of the second and the third harmonics were studied.

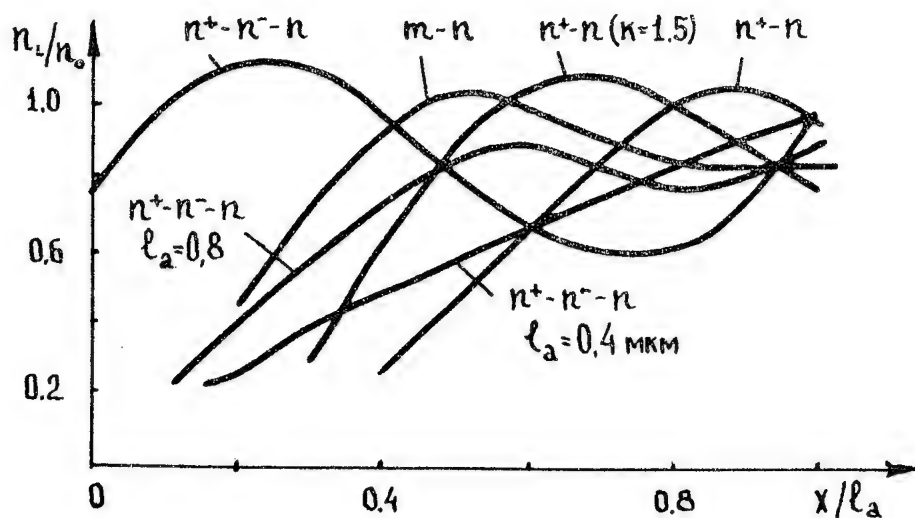


Рис. 1

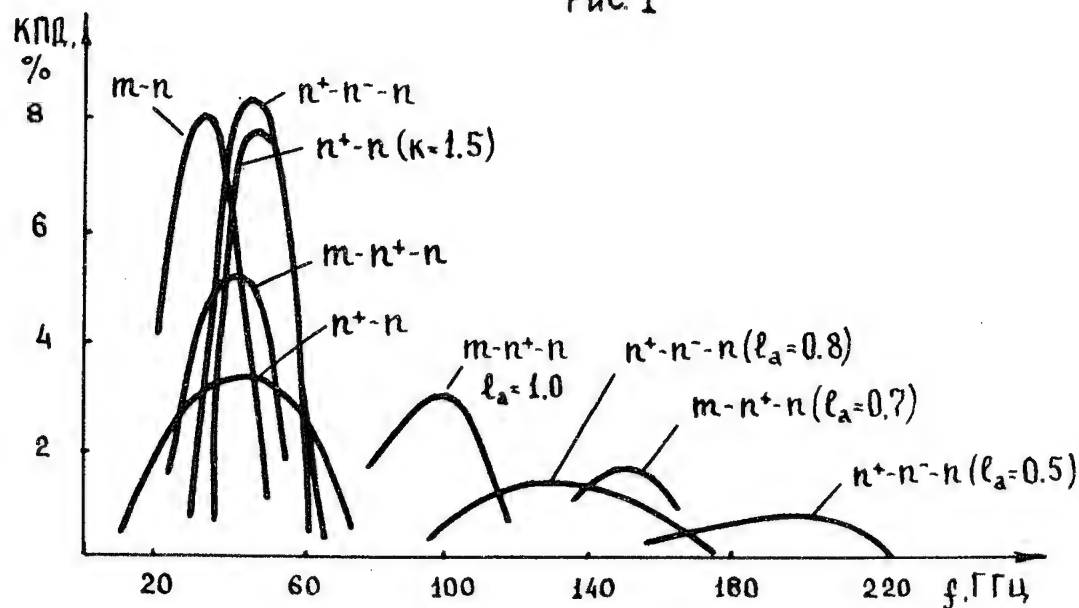


Рис. 2

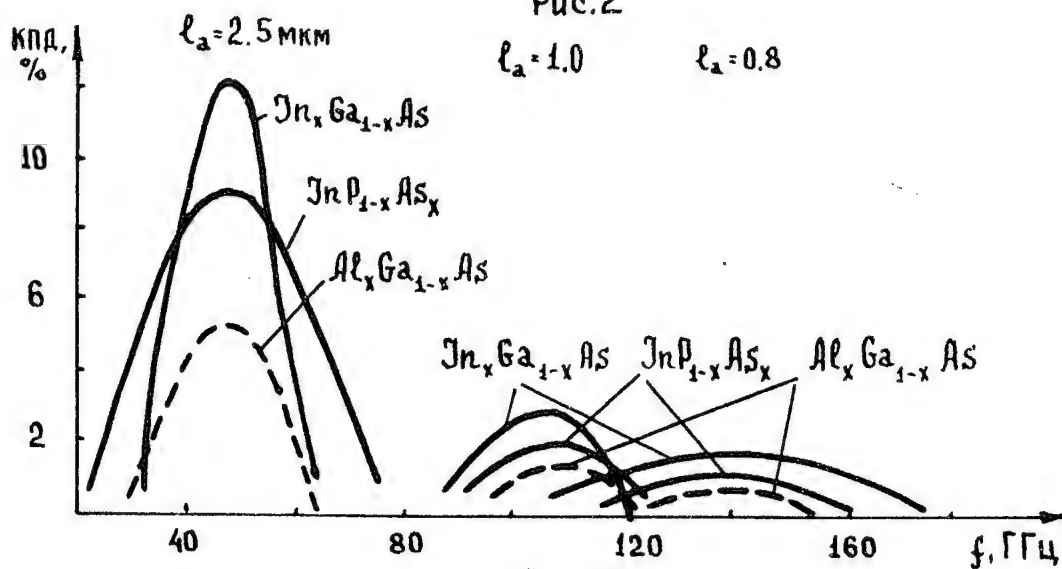


Рис. 3

МОДУЛЯЦИЯ СВЧ ИЗЛУЧЕНИЯ ДИОДАМИ НА GaAs:Cr

О.В. Боцула, Л.И. Калмыкова, В.В. Медведев, Э.Д. Прохоров
Харьковский государственный университет, 310077, Харьков, пл. Свободы, 4

Аннотация - Рассматривается возможность модуляции СВЧ-излучения с помощью диодов на основе компенсированного хромом (Cr) арсенида галлия (GaAs). Приводятся количественные расчеты изменения сопротивления диодов и их ВАХ, а также экспериментальные результаты.

1. Введение

Полуизолирующий арсенид галлия широко применяется в твердотельной электронике (в качестве подложек для интегральных микросхем, активных элементов различного назначения в широком диапазоне частот). Кроме этого полуизолирующий арсенид галлия обладает и самостоятельными оригинальными свойствами, которые уже находят, а некоторые будут находить практическое применение. Одно из этих свойств - возникновение стохастических колебаний тока в полуизолирующем арсениде галлия (и в частности в арсениде галлия, легированного хромом), которые обладают широким частотным спектром от единиц до сотен мегагерц и которые могут служить основой для создания различных шумовых генераторов [1]. Присутствие полуизолирующего арсенида галлия в таких диодах как диоды с катодным статическим доменом в виде тонкого 2-5 мкм слоя с сильным электрическим полем могут способствовать увеличению спектральной плотности мощности шума на один-два порядка [2]. Привлекает также внимание сильная зависимость концентрации электронов в зоне проводимости арсенида галлия, легированного хромом, от различных внешних воздействий- температуры, освещения и величины электрического поля [3].

Цель настоящей работы определение вольт-амперных характеристик диодов на основе арсенида галлия, легированного хромом, в сильных электрических полях, их зависимости от параметров арсенида галлия (концентрация доноров, концентрация хрома, механизмов рассеяния) и показать возможность получения малых сопротивлений диодов на основе GaAs:Cr в сильных электрических полях, которые могут быть использованы для переключения и модуляции СВЧ- излучения.

II. Основная часть

В полуизолирующем GaAs:Cr хром присутствует в двух состояниях нейтральном $-Cr^{3+}$ и однократно захватившем электрон - $-Cr^{2+}$ с энергией ионизации $\epsilon_i = 0.6$ эВ, возможно образование комплекса хром+ ионизированный донор $\epsilon_i \approx 0.8$ эВ, а также всегда присутствуют мелкие доноры и акцепторы, глубокий донор EL2 $\epsilon_i = 0.68$ эВ [4,5]. Рассматривались две модели; однородно легированный донорами и хромом полупроводник с двумя уровнями, связанных с хромом и полупроводник содержащий только изолированный хром и дефект EL2. В состоянии термодинамического равновесия (электрическое поле $E=0$) стационарное значение концентрации определялось равенством скоростей тепловой генерации и захвата на уровнях ловушек (хром и EL2). Особенностью формирования вольт-амперной характеристики диодов на GaAs:Cr является то, что из-за энергетического положения уровней ловушек в запрещенной зоне уже в достаточно слабых полях (единицы киловольт) может происходить ударная ионизация электронов с ловушек, что приводит к увеличению концентрации свободных электронов и сверхлинейному росту тока. Стационарное состояние при этом характеризуется равенством скоростей тепловой генерации, захвата и ударной ионизации для каждого из уровней. Оже-рекомбинация не существенна из-за малой плотности носителей. Из этих равенств, используя уравнение электронейтральности, получается трансцендентное уравнение для получения зависимости концентрации электронов в зоне проводимости от электрического поля $n(E)$. Плотность тока $j = en(E)v(E)$, где зависимость дрейфовой скорости $v(E)$ учитывает эффект междолинного переноса в GaAs. Влияние различных механизмов рассеяния в полупроводнике и параметров ловушек учитывалось в значениях длины свободного пробега электрона в коэффициенте ударной ионизации [6] и сечении захвата.

Для рассчитанных таким образом вольт-амперных характеристик характерно резкое (на несколько порядков) возрастания тока начиная с некоторого критического значения напряжения на диоде, которое увеличивается с уменьшением длины свободного пробега и росте величины сечения захвата ловушки. Максимальное значения тока для расчетных ВАХ (участок насыщения) соответствует случаю, когда все ловушки ионизированы, то есть определяется начальной концентрацией доноров в полупроводнике. Из этого следует, что наибольшее изменение проводимости можно получить на диодах из полуизолирующего GaAs:Cr, для которого концентрация доноров и хрома максимальна. С

ростом концентрации хрома концентрация дефекта EL2 уменьшается [7], поэтому в таком материале, по-видимому наиболее вероятно существования состояний, связанных с изолированным хромом и комплексом хром + ионизированный донор с преобладанием хрома в основном состоянии. Сделанные для этого случая расчеты показывают, что сопротивление диода может быть уменьшено до единиц ом, что позволяет сделать вывод об использовании таких диодов в качестве переключателей СВЧ-диапазона.

Экспериментально исследовались диоды на основе GaAs:Cr с площадью контактов $\sim 0.01 \text{ м}^2$ и длиной полуизолирующей области 50-100 мкм. Диоды изготавливались на основе монокристаллического GaAs:Cr с $\rho \approx 10^6 \text{ Ом-см}$, из которого после механической и химической обработки получали кристаллы нужных размеров. Контакты изготавливались вплавлением с помощью сплава $(\text{AuGe})_{98} + \text{Ni}$, напыленного

на золотые пластины в атмосфере водорода при температуре 500° C .

При малых напряжениях (единицы вольт) контакты близки к омическим - сопротивление диодов $10^7 - 10^8 \text{ Ом}$ и примерно одинаковы при различных полярностях напряжения. При больших напряжениях на диоде (среднее электрическое поле $\sim 2-5 \text{ кВ/см}$) происходит резкое увеличение тока, протекающего через диод, сопровождаемое уменьшением его сопротивления. На рис 1-2 показаны экспериментальные и рассчитанные зависимости плотности тока через диод и сопротивления диода R от приложенного напряжения. В диапазоне измерений расчетные и экспериментальные зависимости находятся в качественном согласии.

Расхождения экспериментальных и расчетных кривых обусловлено несколькими причинами:

1. Температура диода при измерении отличалась от расчетной ($T=300 \text{ K}$), так как в реальных условиях всегда существует разогрев диода.

2. В материале используемом для эксперимента не известно точно соотношение между концентрацией доноров и хрома.

3. В расчетной модели не учтена роль контактов, которые могут приводить к сдвигу пробивных напряжений.

Сопротивление падает до сотен Ом. Меньшие сопротивления диодов удавалось достичь в импульсном режиме (в импульсном режиме при длительности импульсов питания 1-3 мкс значительно уменьшается нагрев диодов). Еще более низкие сопротивления диодов можно получить при более высоких концентрациях донорных примесей и хрома.

III. Заключение

Таким образом резкий рост тока, наблюдаемый в диодах на GaAs:Cr можно объяснить на основе рекомбинационной модели с учетом ударной ионизации примесей. Показано, что сопротивление диодов может быть уменьшено от значений 10^8 до единиц ом, что можно использовано для переключения и модуляции излучения в СВЧ-диапазоне

VI. Список литературы

- [1] К. Пирагас, Ю. Пожела, А. Тамагавичюс, Ю. Ульбикас, ФТП, **21**, 545, (1987).
- [2] E.S. Zolotarev, E.D. Prokhorov. Physics in Ukraine, International Conference, Proceedings Contributed Papers, Radiophysics and Electronics. Kiev (1993), p.292.
- [3] W. Knap, M. Jezewski, J. Lusakowski and W. Kuszko, Sol. St. Elec. **31**, 813 (1988)
- [4] Semi Insulating III-V Material, ed. by G.J. Rees, Nottingham (1980)
- [5] H.J. Bardeleben, D. Stivenard, D. Deresmes et al., Phys. Rev., **A34**, 7192, (1986)
- [6] E. Soholl, Z. Phys. B-Condensed Matter, **46**, 23, (1982)
- [7] G. Kuhnelt, W. Siegel and N. A. Schneider, Phys. State. Sol.,(a) **100**, 283 (1987)

THE MODULATION OF HF RADIATION BY GaAs:Cr DIODES

Botsula O.V., Kalmikova L.I., Medvedev V.V., Prokhorov E.D.
 Kharkov State University, 4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine
 tel. 47-19-88, 43-08-83

The possibility of modulation of the mm- and cm-region HF radiation by change of GaAs:Cr diodes conductivity is considered. The main mechanism of the modulation is impact ionisation of captured electrons on the deep Cr levels. The quantitative calculations of the change of diodes conductivity depending on values of compensation and doping are presented. The experimental results of modulation of the 8 mm-region HF radiation by GaAs:Cr diodes have also been presented.

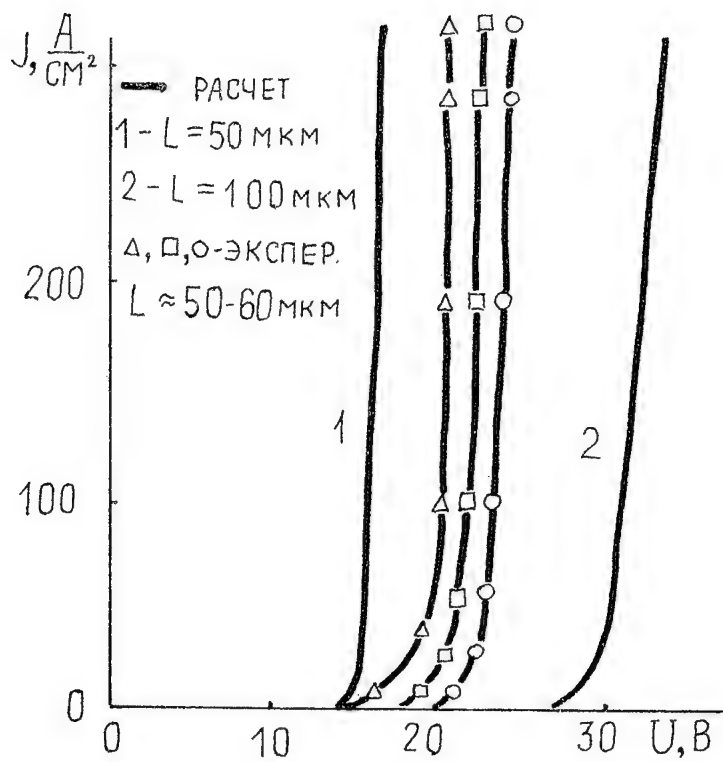


Рис 1.

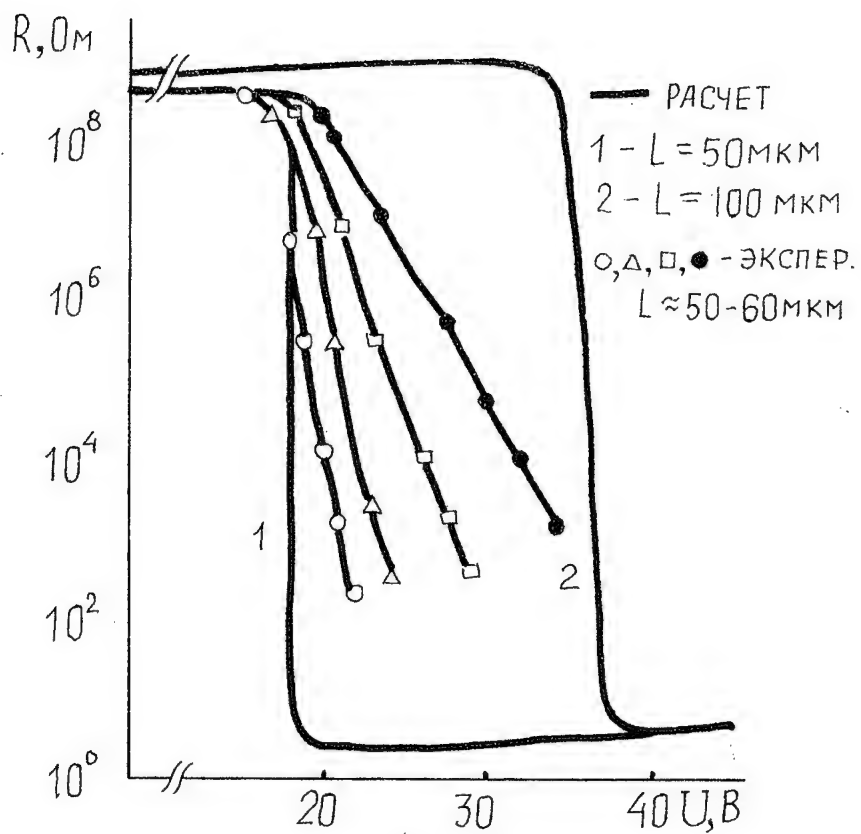


Рис 2.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ ТОКА В ДИОДАХ НА GaAs:Cr

О.В. Боцула, Э.Д. Прохоров
Украина, Харьковский госуниверситет

Аннотация - На основе рекомбинационной модели с однородным полем в диоде анализируются условия возникновения и существования периодических и стохастических колебаний тока в диодах на GaAs:Cr с различными внутренними и внешними параметрами.

I. Введение

Одним из предметов интереса к стохастическим колебаниям тока, наблюдаемым в полуизолирующем GaAs:Cr, является использование этого материала для создания эффективных генераторов шума в широком диапазоне частот. Так, например, присутствие полуизолирующего GaAs:Cr в виде тонкого, 2-5 мкм, слоя в диодах с катодным статическим доменом с сильным электрическим полем может способствовать увеличению спектральной плотности мощности шума на 1-2 порядка [1]. Стохастические колебания тока исследовались в основном экспериментально [2-4], и хотя предлагались различные качественные модели таких колебаний, количественные оценки были сделаны лишь для некоторых характеристик колебаний, без рассмотрения влияния параметров диода и внешней цепи. Поэтому, целью настоящей работы стало определение условий существования стохастических и периодических колебаний тока и частотного спектра стохастических колебаний в диодах на GaAs:Cr с различными параметрами диода и цепи используя рекомбинационную модель.

II. Основная часть

Рассматривался полупроводник, однородно легированный донорами N_d и хромом, который создает в запрещенной зоне ловушки с энергиями ионизации 0.6 эВ (изолированный хром) и 0.8-0.84 эВ (хром+ионизированный донор) [5,6] с концентрациями N_{L1} и N_{L2} соответственно. Диод на основе GaAs:Cr с длиной L и поперечным сечением S имеет чисто омические контакты и включен в цепь последовательно с сопротивлением R и источником напряжения V_0 . В состоянии равновесия (электрическое поле $E=0$) основная масса электронов захвачена на ловушки, в зоне проводимости электроны за счет тепловой генерации с уровней и собственные, концентрация которых мала. При увеличении электрического поля, происходит ударная ионизация электронов с ловушек, что приводит к резкому росту тока. Стохастическая неустойчивость обуславливается взаимодействием процессов генерации (ударная и тепловая ионизация), захвата на ловушки, диэлектрической релаксации поля (максвелловское время велико из-за малой концентрации электронов) и отрицательной дифференциальной подвижности μ_d GaAs при $E > E_{кр}$ ($E_{кр} \sim 3,4$ кВ/см). Система для анализа имеет вид:

$$\begin{aligned} \frac{\partial n}{\partial t} &= \sum_{i=1}^2 \{ \alpha_i(E) N_i n + g_{Ti} N_i - r_i (N_{Li} - N_i) n \} \\ \frac{\partial N_i}{\partial t} &= r_i (N_{Li} - N_i) n - \alpha_i(E) N_i n - g_{Ti} N_i \quad i=1,2, \\ \frac{\partial E}{\partial t} &= \left\{ \frac{V_0 - EL}{RS} - en v(E) \right\} \end{aligned} \quad (1)$$

где индекс 1 соответствует ловушке с энергией 0.6 эВ, а индекс 2 ловушке с энергией ионизации 0.8 эВ, n , N_i - соответственно концентрация свободных электронов и электронов на ловушках.

$\alpha_i(E) = k_i \exp(-\varepsilon_i / e\lambda E)$, ε_i - энергия ионизации, λ - длина свободного пробега электрона,

e - заряд электрона [7], $g_{Ti} = 2r_i n_0 \exp((\varepsilon_i - \phi) / kT)$, n_0 - концентрация электронов в состоянии равновесия, ϕ - уровень Ферми, r_i - коэффициент захвата ($r_i = \sigma_i v_T$), σ_i - сечение захвата, v_T - тепловая

скорость электрона $v(E) = (\mu E + v_s(E/E_0)^4 / (1 + (E/E_0)^4))$ дрейфовая скорость электронов GaAs, $v_s \approx 10^7$ см/с, $E_0 \approx 3$ кВ/см.

Первоначально рассматривалась модель, учитывающая наличие только одного уровня связанного с хромом (изолированный хром в узле галлия). Оказалось, что при данном выборе модели, в полупроводнике с одним типом ловушек могут возникать только периодические колебания тока.

Если ввести характерные времена генерации $\tau_g = (\alpha_1 n + r_1 n + g_{T1})^{-1}$,

захвата $\tau_R = (r_1 (N_{L1} - N_1^0) - \alpha N_1^0)^{-1}$, $\tau_E = (L / (RS \varepsilon \varepsilon_0) + en^0 \mu_d (E^0) / (\varepsilon \varepsilon_0))^{-1}$

релаксации поля, то из линеаризованной в точке покоя системы (1) условие неустойчивости есть:

$$\tau_R^{-1} - \tau_g^{-1} - \tau_E^{-1} > 0.$$

В диапазоне полей, при которых возможна генерация ($E \approx 3 \div 5 \text{ кВ/см}$) $\tau_g \gg \tau_R, \tau_E$ и

значение частоты ($\approx 10^5 \div 10^7 \text{ Гц}$) определяется в основном временами захвата и релаксации поля. Колебания будут существовать, если захват сгенерированных носителей будет происходить быстрее, чем вызванное ими уменьшение поля, что легче достигается, если $\mu_d < 0$. Частота линейно зависит от величины $(RS)^{-1}$, что связано с зависимостью скорости релаксации поля от плотности тока в диоде и увеличивается с увеличением содержания хрома в полупроводнике ($10^{16} \div 5 \cdot 10^{16}$) и уменьшением относительной заполненности ловушек. При неизменной величине плотности тока в диоде частота определяется средним полем и независимо от длины диода при одном и том же его значении остается постоянной. Эффективность преобразования мощности постоянного тока в переменный сигнал не превышает 1% и растет с уменьшением нагрузочного сопротивления, она определяется процессами генерации и захвата, поэтому при любых внешних параметрах максимальна при неизменном значении среднего поля.

При рассмотрении двух уровней считалось, что концентрация изолированного хрома по-прежнему превышает концентрацию других примесей. Вероятность ионизации электрона с этого уровня выше чем с более глубокого E_2 , а сечения захвата в силу кулоновского притяжения на уровень E_2 находятся в обратном соотношении. $E_2 \langle \phi$ и уровень почти полностью заполнен электронами $\tau_{R2} \gg \tau_{R1}$. В такой системе могут существовать как периодические, так и стохастические колебания, характеризующиеся сплошным частотным спектром. Механизм возникновения периодических колебаний такой же как в модели с одним типом ловушек. Стохастичность обусловлена перераспределением электронов между уровнями, вследствие чего изменяются характерные времена. Численные исследования показали, что для существования стохастических колебаний необходимо, чтобы концентрации электронов на уровне E_1 и в зоне проводимости в режиме колебаний были приблизительно равны ($n \approx N_1 \approx 10^{10} \div 10^{11} \text{ см}^{-3}$). Необходимая величина достигалась при превышении концентрации донорной примеси над концентрацией ловушек с E_2 в несколько раз ($N_{L2} \approx 10^{14} \div 10^{15} \text{ см}^{-3}$). Спектр колебаний получен разложением временной зависимости тока на Фурье-компоненты. Ширина спектра оценивалась по абсолютному значению гармоник (взята величина $20 \mu\text{A}(\Delta f)$), и относительному значению - половине максимальной амплитуды гармоник ($\Delta f_{0.5}$). Как и для случая модели с одним типом ловушек, наблюдается рост средней частоты с уменьшением величины $(RS)^{-1}$, однако оценки Δf и $\Delta f_{0.5}$ уже сильно различаются, что говорит о большей регулярности возникающих колебаний рис.1. Ширина спектра также растет с увеличением содержания ловушек.

III. Заключение

Проведенный анализ показал, что в диодах на GaAs:Cr могут возникать периодические колебания релаксационного типа с частотой $\sim 10^5$ - 10^7 Гц и эффективностью генерации $\sim 1\%$. В однородно легированных образцах стохастические колебания тока возможны при наличии ловушек двух типов с различными параметрами и заполнением. При содержании хрома в образце $\sim 10^{16}$ - $5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ширина спектра стохастических колебаний, оцененная по выбранным критериям, достигала $\sim 10 \text{ МГц}$, что позволяет надеяться на получение более высокочастотных гармоник в диодах с содержанием хрома более высоким, чем расчетные.

IV. Список литературы

- [1] S. Zolotarev, E.D. Prokhorov. Physics in Ukraine, International Conference, Proc. Cont. Papers, Radiophysics and Electronics, Kiev (1993), p.292.
- [2] Pozela J., Tamasevicius A., Ulbikas J. Sol. St. Elect. - 1988, 31, N 3,4, p. 805-808.
- [3] Knap W., Jesewski M., Lusakowski J., Kuszko W. Sol. St. Elect. - 1988, 31, N 3,4, p.813-816.
- [4] Пирогас К., Пожела Ю., Тамашевичус А., Ульбикас Ю. ФТП, 1987, 21, в.3, с.543-545.
- [5] Vorobeva N.V., Vorobev Yu.V., Tretyak O.V. Phys.St.Sol., 1973, v.17a, p.155-162
- [6] Попуизолирующие соединения A^3B^5 . "Металлургия", Москва, 1984. 7.E.Scholl, Z. Phys. B-Condensed Matter., 1982, 46, p.23

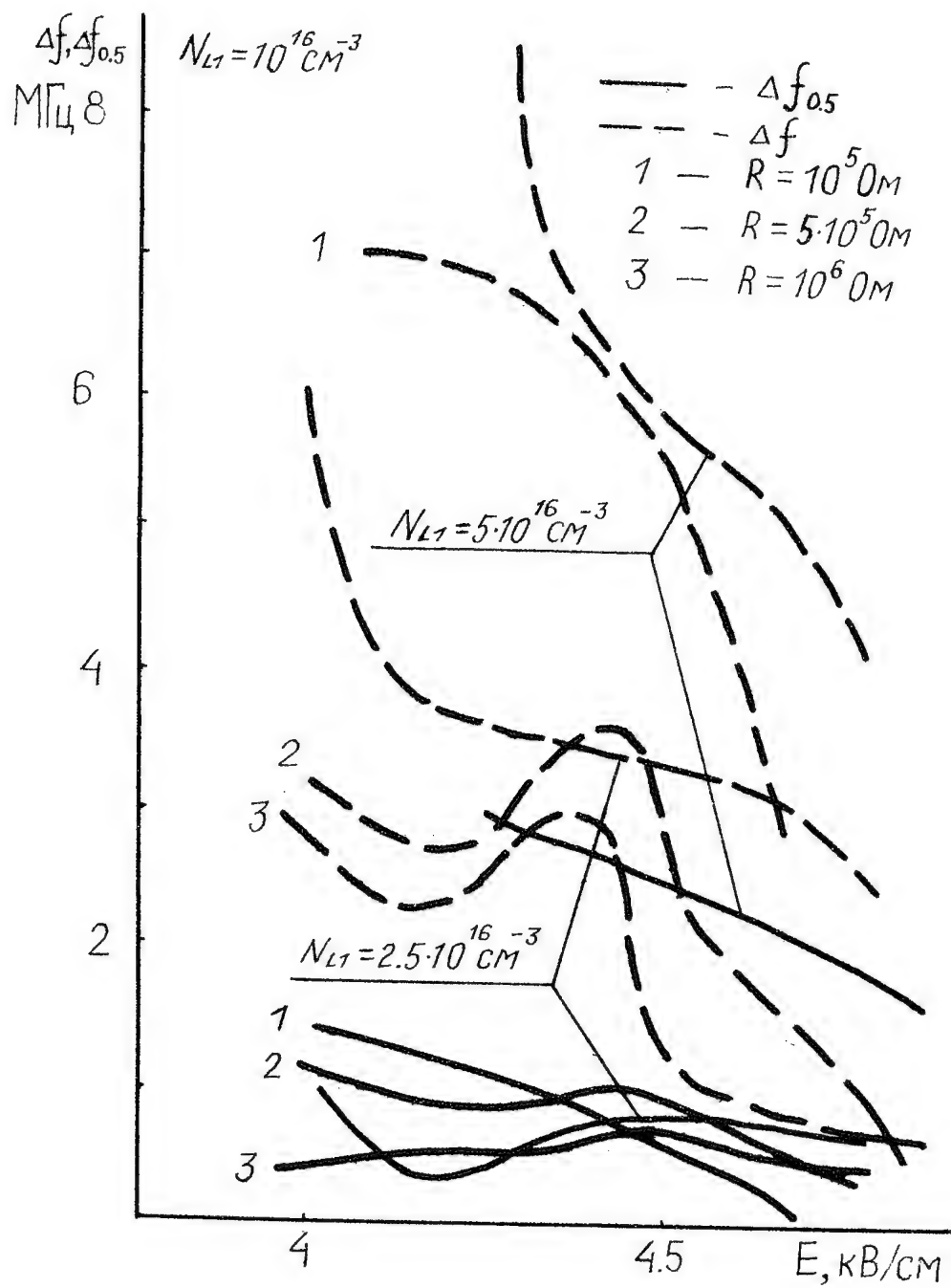
THE SIMULATION OF STOCHASTIC OSCILLATIONS IN GaAs:Cr DIODES

Botsula O.V., Prokhorov E.D.

Kharkov State University, 4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine

tel. 47-19-88, 43-08-83

The stochastic current oscillation in semi-insulating GaAs is interesting for the elaboration of a noise oscillators within the wide frequency range. The arise and exist conditions of periodical and stochastic oscillations on GaAs:Cr diodes with different internal (donors and trapp concentration) and external parameters (the length of diode active region, cross section square, load resistance, etc.) are investigated on the base of recombination model with homogenous electric field in the diode. The frequency spectra of stochastic current oscillations in GaAs diodes have been determined.



ГАРМОНИЧЕСКИЙ СМЕСИТЕЛЬ С ВЫСОКОЙ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТОЙ

К.С. Сундучков, В.Л. Ломака, В.В. Галицин, М.К. Сундучков
АО "НПП "Сатурн", 252148, г.Киев, пр. 50 лет Октября, 2Б
Тел: (044) 477-67-39, Факс: (044) 477-62-08

Аннотация - В докладе приводится описание процесса проектирования и реализации гармонических смесителей с высокой промежуточной частотой. Представлены теоретические и экспериментальные исследования гармонических смесителей с фиксированным гетеродином в сигнальном диапазоне частот 14.4-16.6 ГГц, 16.6-18.0 ГГц. Потери преобразования составили не более 9.0 дБ при промежуточной частоте до 4.2 ГГц.

I. Введение

Одной из проблем обеспечения уверенного приема в системах связи есть проблема получения высокой частотной стабильности гетеродина приемного тракта. Как правило, частота гетеродина достигается путем многократного умножения частоты опорного кварцевого генератора. Использование в приемных устройствах гармонических смесителей позволяет уменьшить кратность умножения частоты в выходных каскадах гетеродина.

II. Теоретические исследования

Гармонический смеситель с малыми потерями преобразования, работающий от второй гармоники гетеродина, можно получить, строя его по схеме антипараллельного включения пары смесительных диодов [1]. Проводимость диодов при таком включении является четной функцией. При разложении этой функции в ряд Фурье все нечетные гармоники суммарной проводимости диодов стремятся к нулю. Поэтому эффективное преобразование частоты происходит на четных гармониках гетеродина, а на нечетных гармониках - с потерями более 30 дБ.

Промежуточная частота равна разности между удвоенной частотой гетеродина и частотой сигнала.

Поскольку частота гетеродина в разрабатываемых смесителях является фиксированной, то для подачи мощности гетеродина подходит фильтр бегущей волны [2]. Структурная схема смесителя имеет вид представленный на рис.1.

Следующим этапом (после выбора структурной схемы) является расчет ее отдельных составляющих цепей, которые используются для анализа смесителя на линейном комплексе [3].

Согласно теоретических расчетов фильтр бегущей волны на частотах гетеродина 9.3 ГГц и 10.4 ГГц имел потери в направленное плечо соответственно 1.1 и 1.2 дБ, в диапазоне промежуточных частот потери более 28 дБ, в диапазоне по сигналу не менее 30 дБ. В прямое плечо на резонансных частотах (9.3 - 10.4 ГГц)

мощность гетеродина ослаблена на 20 дБ, а в развязанное плечо на 31 дБ. Развязка между плечом подачи мощности гетеродина и развязанным плечом на частотах сигнальной и промежуточной составляет соответственно 35 дБ и 28 дБ.

Синтез ФНЧ и ППФ проводился по отдельно разработанным программам. Трехрезонаторный ФНЧ с заданной частотой среза 5.5 ГГц и пульсациями в полосе пропускания 0.28 дБ обеспечивает заграждение за полосой пропускания начиная с частот гетеродина более 30 дБ. Исходными данными для синтеза ППФ являются заграждение при отстройке от края полосы пропускания на 2 ГГц не менее 30 дБ. Расчет показал, что данным требованиям удовлетворяет четырехзвенный фильтр на четвертьволновых резонаторах.

Расчет электрических параметров смесителя проводился с учетом 20 комбинационных составляющих на нелинейном комплексе "ЧАНЕС" [4].

В качестве нелинейных элементов использовалась пара смесительных диодов, включенных антипараллельно, в едином корпусе. Такая пара имеет минимальный разброс электрических параметров. Это очень важно особенно в гармонических смесителях. Паспортные данные на применяемые диоды представлены в таблице №1.

Многовариантный анализ смесителей показал, что при идентичных диодах минимальные потери преобразования на комбинации частот $2*f_H - f_N$ для первой литеры (диапазон частот по сигналу 14.4 - 16.6 ГГц, частота гетеродина 9.3 ГГц, промежуточная частота 2.0 - 4.2 ГГц) составили 7.84 - 8.4 дБ, для второй литеры (диапазон частот 16.6 - 18.0 ГГц, частота гетеродина 10.4 ГГц, промежуточная частота 2.8 - 4.2 ГГц) - 7.9 - 8.3 дБ. Потери преобразования от первой гармоники гетеродина ($f_H \pm f_N$) превышают 143 дБ. Теоретические расчеты полностью подтвердили достоверность ранее указанных предположений, что эффективное преобразование частоты происходит от второй гармоники гетеродина.

Влияние неидентичности диодов на потери преобразования для первой литеры на частоте 16.6 ГГц при крайних значениях одного из параметров и номинальных значениях остальных параметров эквивалентной схемы диодов представлены в таблице №2. Анализ результатов вычислений, представленных в таблице №2, показывает, что наибольшее влияние на увеличение потерь преобразования на 0.54 дБ вносит неидентичность параметров индуктивности выводов. Увеличение потерь преобразования смесителя до 9.0 дБ происходит тогда, когда оба диода имеют одновременно крайние значения параметров эквивалентной схемы диодов.

Путем установки согласующего трансформатора длиной 1.8 мм и шириной 1.2 мм по входу подачи мощности гетеродина и шлейфа холостого хода длиной 0.5 мм и шириной 0.35 мм, включенного посередине между фильтром бегущей волны и точкой соединения удалось получить расчетные потери преобразования при крайних значениях параметров эквивалентной схемы диодов не более 8.2 дБ для обеих литер.

III. Реализация и экспериментальные исследования

Экспериментально получены следующие результаты.

Потери в ФНЧ до частоты 4.042 ГГц не более 0.65 дБ, а заграждение в полосе частот сигнала и на фиксированных частотах гетеродина не менее 32 дБ. Минимальные потери в диапазонах по сигналу не более 1.9 дБ. Измеренные потери преобразования смесителей не превышали 9.0 дБ.

IV. Заключение

На базе проведенных расчетов удалось создать оригинальные топологии смесителей, имеющие малые потери преобразования с высокой промежуточной частотой до 4.2 ГГц.

Теоретические и экспериментальные исследования подтвердили достоверность подхода при проектировании гармонических смесителей.

V. Список литературы

- [1] Эткин В.С. и др. Полупроводниковые параметрические усилители и преобразователи СВЧ. Под ред. В.С. Эткина. - М.: Радио и связь, 1983, 304 с.
- [2] Маттей Д.Л., Янг Л., Джоне Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971, т.1, 439 с., 1972, т.2, 495 с.
- [3] B.N. Shelkovnikov, K.S. Sunduchkov, G.V. Serduk, V.L. Lomaka, A.A. Mickrykov and O.V. Kolchanov. Methods of Microwave Mixers CAD. 22nd European Microwave Conference, Helsinki, 1992, pp. 824-829.
- [4] B.N. Shelkovnikov, O.V. Kolchanov, T.N. Sabitov, M.Ye. Ilchenko, K.S. Sunduchkov. New Version of Software for Microwave Systems and Device design. 11th International Microwave Conference Transaction, M.I.K.O.N. 96, Warschaw, Poland, M., 1996, pp. 551-554.

HARMONIC MIXER WITH HIGH INTERMEDIATE FREQUENCY

Sunduchkov K., Lomaka V., Galitzin V., Sunduchkov M.
joint-stock company "Saturn", 2"b" 50-let Oktiabria Ave., Kiev-148, Ukraine
tel. (044) 477-67-39, fax (044) 477-62-08

One of the main problems of reliable reception in the communication systems is getting of frequency LO stability of the receiving system. The high frequency LO stability is reached by multiplication of the reference crystal oscillator frequency, as a rule. The using of harmonic mixers in the receiving systems permits to reduce the LO frequency multiplication ratio. Moreover, it reduces the size, weight and power consumption of the receiving system. The high intermediate frequency harmonic mixer development is described in this paper. The experimental characteristics of the high intermediate frequency harmonic mixer in 14.4-16.6 GHz and 16.6-18.0 GHz frequency ranges is given. The conversion loss of such mixers is no more than 9.0 dB with up to 4.2 GHz intermediate frequency.

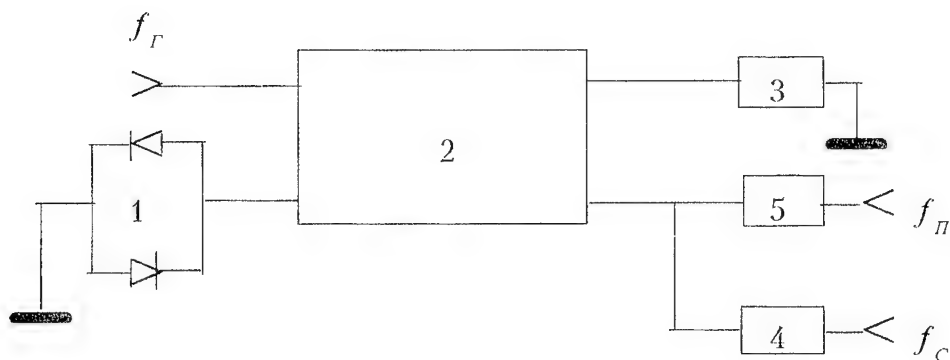


Рис.1. Структурная схема смесителя.

1 - пара антипараллельно включенных смесительных диодов;

2 - фильтр бегущей волны;

3 - нагрузка 50 Ом;

4 - ППФ;

5 - ФНЧ;

f_r, f_c, f_p - соответственно частоты: гетеродина, сигнала, промежуточной частоты.

Таблица 1.

№ п/п	Наименование параметра	Обозначение параметра	Значение параметра
1	Ток насыщения диода, А	I_0	$1 \cdot 10^{-12} \div 1 \cdot 10^{-14}$
2	Неидеальность ВАХ, 1/В	α	$33 \div 35$
3	Объемное сопротивление п/п слоя, Ом	R_s	$3 \div 5$
4	Индуктивность выводов, НТИ	L_s	$1.2 \div 1.5$
5	Емкость корпуса, пФ	C_p	0.1
6	Нелинейная емкость, пФ	C_j	$0.12 \div 0.15$

Таблица 2.

Потери преобразования на комбинациях, дБ		
$2 \cdot f_r - f_c$	$f_r + f_c$	$f_r - f_c$
8.15	56.0	49.0
8.37	48.0	33.0
8.18	39.0	58.2
8.2	46.83	47.28
8.3	32.0	45.0

МОДЕЛЬ МОНТЕ КАРЛО ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ШУМОВЫХ И УСИЛИТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛЕВЫХ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ

С. А. Зуев, А. А. Шадрин
СГУ, Симферополь, Украина

Аннотация - В докладе рассмотрена модель для расчета полевых транзисторов и описаны ее возможности в исследовании характеристик прибора. В качестве иллюстрации работы модели приведены некоторые результаты моделирования, проведенного с ее помощью.

I. Введение

Полевые СВЧ транзисторы получили широкое применение во входных цепях приемно-передающих устройств. В связи с этим возникла проблема исследования их характеристик. На кафедре радиофизики СГУ разработана модель расчета полевых транзисторов методом Монте Карло, обладающая огромными возможностями и позволяющая исследовать в том числе и шумовые характеристики прибора. Модель может быть использована для уточнения параметров и моделей пакетов схемотехнического моделирования.

II. Особенности модели

В основе разработанной модели реализован многочастичный метод Монте Карло [1], использующий понятие о рассеяниях частиц, являющихся физическим источником шумов в приборе. Подобный подход позволяет работать в рамках гидродинамического (ГД), квазигидродинамического (КГД) и даже кинетического приближений. Т.е., практически, модель представляет собой решение уравнения Больцмана для одночастичных функций распределения, которое в частных случаях сводится к решению систем уравнений ГД и КГД приближений. В состав модели входит процедура, основанная на одночастичном методе Монте Карло для исследования общих параметров полупроводниковой среды.

Модель рассматривает многодолинную зонную структуру материала транзистора с различными законами дисперсии носителей в долинах, и включает в себя все основные механизмы рассеяния, в том числе и междолинное. Для исследователя представляется возможность задавать различные размеры и конфигурацию прибора, уровни и форму легирования материала. Возможен учет эффектов рекомбинации и генерации носителей, ионизации атомов решетки, в том числе в модель включено рассмотрение эффекта лавинного пробоя в приборе.

Транзистор рассматривается как многотемпературная система. Учитывая процессы взаимодействия носителей с решеткой, представляется возможность, решая нестационарное уравнение теплопроводности, учесть даже локальный разогрев структуры вплоть до плавления вещества.

Прямой результат моделирования является функция распределения носителей в области прибора $f(\vec{v}, \vec{r}, t)$. Этот параметр является наиболее информативным, т.к. он позволяет восстановить все физически важные характеристики прибора – плотность электронов проводимости $n(\vec{r}, t)$, плотность токов в пространстве прибора $\vec{J}(\vec{r}, t)$, плотность кинетической энергии $K(\vec{r}, t)$ и плотность потока кинетической энергии $\vec{Q}(\vec{r}, t)$ по следующим формулам:

$$n(\vec{r}, t) = \int d^3v \cdot f(\vec{v}, \vec{r}, t), \quad \vec{J}(\vec{r}, t) = \int d^3v \cdot \vec{v} \cdot f(\vec{v}, \vec{r}, t),$$

$$K(\vec{r}, t) = \frac{m}{2} \cdot \int d^3v \cdot \vec{v}^2 \cdot f(\vec{v}, \vec{r}, t), \quad \vec{Q}(\vec{r}, t) = \frac{m}{2} \cdot \int d^3v \cdot \vec{v} \cdot \vec{v}^2 \cdot f(\vec{v}, \vec{r}, t).$$

Введя в рассмотрение модели параметры внешней цепи, можно получить кроме динамических характеристик системы еще и шумы, приведенные к сигналу. Проведя Фурье преобразование временных зависимостей токов смещения и проводимости через контакты при ступенчатом изменении напряжения на одном из них, можно получить набор Y-параметров, коэффициент усиления и минимальный коэф-

фициент шума транзистора соответственно: $Y_{ij} = \frac{dU_i}{dI_j}$; $G = \frac{Y_{21}^2}{Y_{11} \cdot Y_{22}}$; $K_{ш} = 1 + \left[\frac{Y_{11}}{Y_{22}} \right]^2 \cdot \frac{\langle dI_c \rangle}{\langle dI_3 \rangle}$ [2].

Одночастичная модель позволяет рассчитывать такие характеристики среды как среднюю подвижность носителей в зависимости от напряженности электрического поля, дрейфовую и диффузионную составляющие скорости и т.п. Кроме того, задавая условия, при которых функция распределения должна иметь заведомо известное распределение (например, полумаксвелловское распределение при доминировании электрон-электронных взаимодействий), можно выделить составляющую шумов, обусловленную машинными шумами и шумом метода. Это позволяет выделить чистые шумы прибора. Кроме этого, модель представляет возможность рассматривать излучательные оптические эффекты.

Данная модель является не схемотехнической, а технологической, но она представляет возможность уточнения параметров моделей используемых в САПР. Во-первых, результат моделирования можно представить в виде «черного ящика», что широко используется в некоторых пакетах для схемотехнического проектирования, т.е. в виде либо матрицы токов и напряжений в приборе, либо неких аппроксимационных зависимостей. Во-вторых, для конкретных моделей транзисторов можно получить уточненные параметры, используемые в них. Например, модель SPICE-2,

LEVEL 3 требует следующие параметры: B , $U_{\text{пр}}^0$, U_k , U_E , χ , F_B и η [5]. Здесь $B = \frac{\mu_0 C_0}{2} \cdot \frac{W}{L}$

– удельная крутизна транзистора (W , L – ширина и длина канала, μ_0 – подвижность носителей, C_0 – удельная емкость подзатворного диэлектрика), пороговое напряжение предполагается равным: $U_{\text{пр}}^0 = U_{\text{пр}}^0 - \eta U_{\text{си}}$, U_k – зависимость подвижности носителей от поля затвора, U_E – насыщение скорости носителей, F_B – влияние заряда подложки. Первые параметры (B и $U_{\text{пр}}^0$) определяются из ВАХ прибора, получаемых в результате моделирования, а остальные – непосредственно из функции распределения носителей в приборе.

III. Результаты расчетов

В качестве тестовой задачи был рассмотрен ПТШ на GaAs. Размеры моделируемой области представлены на рис.1. Рассматривалась двухдолинная модель GaAs, с параболическими законами дисперсии. Уровень легирования материала в области канала предполагался равным $2 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$. Результаты моделирования сравнивались с опубликованными в литературе результатами, полученными с помощью аналогичных моделей [2,4]. Начальное распределение носителей в активной области прибора задавалось равномерным с полумахвелловским распределением по скоростям. Со временем протекания процесса, отрицательный потенциал в подзатворной области (рис.1) отжимает носители от затвора, формируя общий поток, направленный к стоку.

Наиболее информативные из функций распределения при моделировании многочастичным методом представлены на рис.2. Смещение максимума функции распределения вправо говорит о росте как общей температуры газа носителей со временем протекания процесса (рис. 2а, б), так и локальной температуры носителей вдоль прибора (рис. 2в, г). Это же подтверждается графиком зависимости средней скорости носителей в приборе от продольного расстояния (рис.4).

Как видно из указанных зависимостей, шумы канала не слишком велики по сравнению с шумами, возникающими в околостокковой области, где и происходит междолинный переход.

Шумы прибора можно характеризовать с помощью шумовой температуры, которая представляет собой дисперсию скорости носителей в соответствующей области. Общая шумовая температура прибора

включает в себя шумы носителей в Г и L долинах (рис.3): $\frac{T_n}{T_0} = \frac{T_G}{T_0} \cdot |1 - \rho| + \frac{T_L}{T_0}$, здесь $|1 - \rho| = \frac{n_G}{n_0}$.

В рабочей области существенную роль играют шумы междолинного перехода.

IV. Заключение

Описанная модель имеет исследовательский характер, она дает возможность исследовать огромное количество параметров и характеристик приборов в очень широком диапазоне режимов и позволяет рассматривать процессы даже в приборах с субмикронными размерами технологических неоднородностей. Модульное построение модели позволяет проводить ее дальнейшее расширение и модификацию.

V. Список литературы

- [1] Реклайтис А.С., Мицкявичус Р.В. Метод Монте Карло в физике полупроводников. // Новое в жизни, науке, технике. Сер. Математика, кибернетика. М.: Знание, 1988. №10. 38с.
- [2] Моделирование полупроводниковых приборов и технологических процессов. Последние достижения. Сб. ст. под ред. Миллер Д. // М.: Радио и связь, 1989. 264с.
- [3] Баннов Н.А., Рыжий В.И., Хренов Г.Ю. // МЭ, 1987. Т.16. №3. С.220.
- [4] Хокни Р., Иствуд Д. Численное моделирование методом частиц. // М.: Мир, 1987. 638с.
- [5] Макаров А.И. Сравнение математических моделей МДП-транзистора для программ схемотехнического моделирования. // Электронная техника. Сер.10, Микроэлектронные устройства., 1990. Вып. 6(84). С.34-39.

THE MONTE CARLO MODEL FOR INVESTIGATION OF THE NOISE AND AMPLIFYING PROPERTIES OF FIELD MICROWAVE TRANSISTORS

Zuev S.A., Shadrin A.A.

Simferopol State University, radiophysics Dept., 4 Yaltinskaya St., Simferopol-333036, Ukraine

In order to calculate the microwave field transistor, the model has been suggested. The simulation is based on the manyparticle Monte Carlo method approach taking to account the main dissipation processes and particles transition to the satellite valley. The model gives us the possibilities to vary the geometry of the device, levels and forms of inplant, to study domain and avalanche regimes of work. The heating of carriers in the near drain domain, noise of intervalley transitions and the common noise of the device have been considered. This method gives us a possibility not only to get the main set of the device characteristics, but to discover the influence of the different dissipate technique on this characteristics also. With the help of this topological model we can correct the other models which are used in different CAD systems. The obtained results are in a good agreement with those published in the literature.

Распределение носителей в активной области прибора
0.64

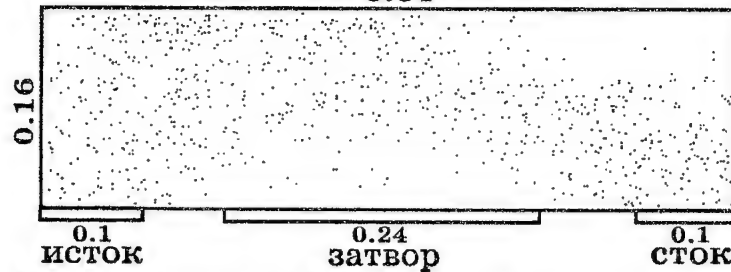


Рис.1 $U_{ист.}=0$, $U_{подзат.}=-0.2$, $U_{ст.}=3$, размеры приведены в мкм.

Функции распределение носителей в области прибора

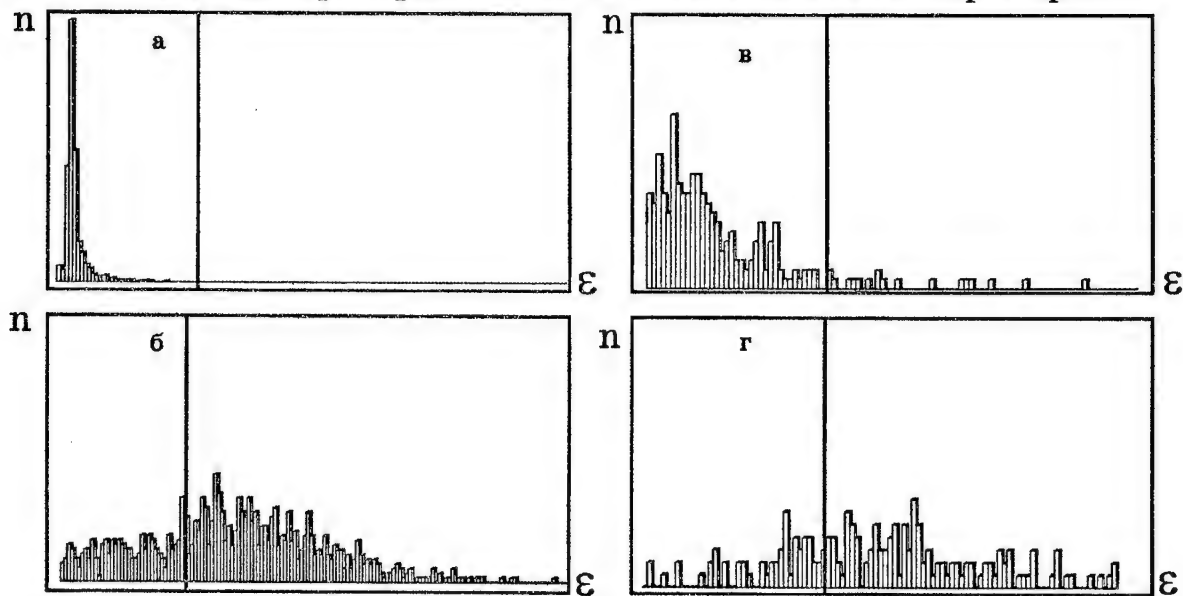


Рис.2 а - начальное распределение ($t=0$), б - распределение при установившемся процессе, в - распределение носителей в области канала, г - в стоковой области, вертикальная черта - дно L-долины, $U_{подз.}=-0.3В$, $U_{ст.}=2.5В$.

Зависимости шумовых температур на выходе прибора от напряжения на стоке ($U_{подз.}=-0.3В$)

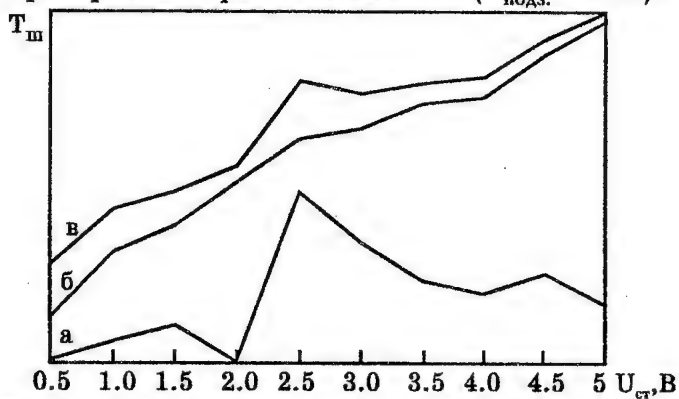


Рис.3 а - шумовая температура носителей в Γ -долине, б - в L-долине, в - общий шум прибора.

Зависимость средней скорости носителей в приборе от продольного расстояния

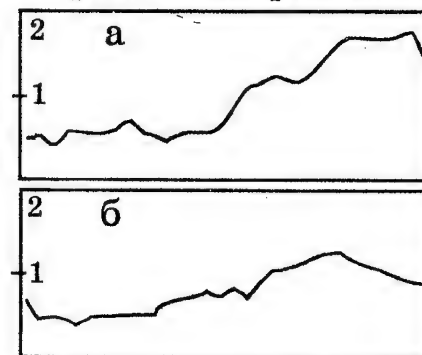


Рис.4 а - абсолютная, б - х-проекция, значения приведены в 10^5 м/с

АРСЕНИДОГАЛЛИЕВЫЕ ДИОДЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Ю.И.Чеченин, А.В.Шабанов, О.С.Орлов
НПП "Салют": 603107, г. Н.Новгород, ул. Ларина, 7.

АННОТАЦИЯ

Разработанные в НПП "Салют" смесительные, умножительные, параметрические балочные диоды с высокими предельными и критическими частотами успешно применяются в приемно-преобразовательной РЭА СВЧ и КВЧ диапазонов.

Особенности конструкции, оптимизация параметров эпитаксиальных структур позволили повысить рабочую частоты смесительных диодов до $2\div 3$ ТГц, умножительных до 600 ГГц. Р-і-п диоды аналогичной конструкции коммутируют сигналы в диапазоне частот до 120 ГГц с временем переключения ≤ 3 нс (без ускоряющих импульсов).

Диоды не имеют аналогов по конструктивному исполнению, работают в диапазоне температур $-60 \div +85$ °С, удобны для монтажа, устойчивы к механическим воздействиям.

Смесительные, умножительные и параметрические диоды выпускаются в соответствии с ТУ.

1. ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на многообразие типов арсенидогаллиевых СВЧ диодов, требования разработчиков высокочастотной аппаратуры в настоящее время удовлетворены далеко не полностью, особенно в диапазонах миллиметровых и субмиллиметровых волн. Арсенидогаллиевые диоды балочной конструкции позволяют более полно - по сравнению с кристаллическими - реализовать свойства высококачественных эпитаксиальных структур. В НПП "Салют" еще в конце 80-х годов была разработана базовая, весьма удачная конструкция диодов с балочными выводами на основе полиимида. Конструкция успешно выдержала испытания временем и послужила основой при разработке ряда приборов, надежных, с уникальными электрическими параметрами.

Наиболее высокие требования к характеристикам смесительных диодов предъявляются в микроволновой спектроскопии, где обработка сигналов проводится в диапазоне частот $1\div 10$ ТГц.

В лазерной ИК технике детектирование сигналов необходимо на частотах до 30 ТГц и выше.

В части умножительных диодов задачи по увеличению критических частот диодов ставятся разработчиками компактных РЛС, в которых применяется многократное умножение частоты с выходом в диапазоны коротких миллиметров.

Потребности в высокочастотных быстродействующих Р-і-п диодах с предельно малыми значениями емкостей возросли в последнее время в связи с разработкой измерительных приборов диапазона свыше 100 ГГц.

Далее представлены результаты наших разработок в обеспечение современных требований к диодам КВЧ-диапазона.

II. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

2.1. Смесительные диоды.

В таблице 1 приведены основные параметры диодов типа 3A147 в соответствии с ТУ.

Таблица 1.

Обозначение	Параметр	3A147A-3			3A147B-3			3A147B-3		
		мин.	тип.	макс	мин.	тип.	макс	мин.	тип.	макс
C_d	Общая емкость (пф) [$f = 1$ МГц; $V_{обр} = 0$]	0.006	0.008	0.010	0.008	0.012	0.020	0.020	0.030	0.050
R_s	Последовательное сопротивление (Ом) [$I = 10$ мА]	6	9	12	4	6	10	1.5	3	5
$V_{обр}$	Обратное напряжение (В) [$I_{обр} = 10$ мкА]	3	5	8	3	5	8	3	5	8
$f_{пред}$	Предельная частота (ГГц)	3000	5000	8000	1200	1800	4000	800	1800	2300
$P_{свч}$	рассеиваемая (МВт)	10	-	-	20	-	-	30	-	-

В таблице 2 приведены параметры новых диодов с экстремальными

значениями предельной частоты $f_{пред} = \frac{1}{2\pi R_s(C_g - C_n)}$:

C_n - паразитная емкость конструкции. Типичные значения для 3A147 - 0.005 пф; для диодов с улучшенными параметрами - $C_n = 0.002$ пф.

Таблица 2.

Обозначение	Параметр	мин.	тип.	макс
C_d	Общая емкость (пф) [$V_{обр} = 0$; $f = 1$ МГц]	0.003	0.005	0.008
R_s	Последовательное сопротивление (Ом)	5	8	10
$V_{обр}$	Обратное напряжение (В) [$I_{обр} = 10$ мкА]	3	5	8
$f_{пред}$	Предельная частота (ГГц)	10000	11000	13000
$P_{расс\ СВЧ\ макс}$	Максимально допустимая рассеиваемая мощность (МВт)	10	-	-

Общий вид диодов обоих типов показан на рис. 1 а, б. Повышение параметров смесительных диодов достигнуто за счет снижения паразитной емкости и последовательного сопротивления в результате применения самосовмещенного омического контакта и специальной контактной системы.

2.2. Умножительные диоды.

Параметры диодов по ТУ.

Таблица 3.

Параметр	3А643А-3			3А643Б-3			3А643В-3		
	мин.	тип.	макс	мин.	тип.	макс	мин.	тип.	макс
$C_d(0)$, пф	0.02	-	0.04	0.04	-	0.10	0.10	-	0.25
$f_{пред}$, ГГц	1500	2500	4000	1500	2000	3000	1000	1500	2000
K_C , ед.	2.5	3.0	-	4.0	5.0	-	5.0	5.5	-
$I_{обр}$, мкА	-	0.001	1.0	-	0.001	1.0	-	0.001	1.0
$U_{обр}$, В	15	-	-	15	-	-	15	-	-
$P_{СВЧ}$ МВт	30	-	-	60	-	-	100	-	-

$C_d(0)$ - полная емкость диода при нулевом смещении на 1 МГц;

$$f_{пред} = \frac{f_1 \times f_2 \times \sqrt{A-1}}{f_2 - f_1}, \text{ где } f_1 \text{ и } f_2 - \text{частоты по резонансной кривой резонатора с диодом, соответствующие уровню мощности в } A \text{ раз меньше, чем на частоте резонанса;}$$

$K_C = C_d(0)/C_d(-6)$ - коэффициент перекрытия емкости;

$U_{обр\ макс}$ - максимально допустимое обратное напряжение диода;

$P_{СВЧ\ макс}$ - максимально допустимая непрерывная рассеиваемая мощность.

С применением диодов изготовлены удвоители частоты с выходной частотой 78 ГГц (КПД до 35 %); утроители частоты с выходом на 37 ГГц (КПД до 15 %). Проверена работоспособность диодов в схемах утроителей с выходом на 600 ГГц. Высокое значение КПД достигнуто благодаря оптимизации параметров эпитаксиальных структур, направленной на устранение так называемого "эффекта насыщения тока". Конструкция диодов аналогична смесителям.

Разработаны также и выпускаются параметрические диоды типа 3А416, характеристики которых аналогичны умножительным диодам, за исключением меньшего последовательного сопротивления и напряжения пробоя.

2.3. Переключательные Р-і-п диоды

Следует отметить, что несмотря на ряд зарубежных и отечественных публикаций по разработке и исследованию арсенидогаллиевых Р-і-п диодов, например, [1], диоды не освоены даже в мелкосерийном производстве и не получили применения в радиоэлектронных изделиях.

Ограниченность потребления Р-і-п диодов на GaAs связана не только с отсутствием информации о новых изделиях, но также и со специфическими их характеристиками. Кремниевые Р-і-п диоды с тонкими базами серии "Самшит" характеризуются емкостями от 0.040 пф и выше, временем переключения - без ускоряющих импульсов порядка 50 нс. Арсенидогаллиевые диоды, принципиально маломощные и высокочастотные, проявляют свои преимущества перед кремниевыми только в КВЧ диапазоне, конкретно в приемо-преобразовательных устройствах, где характерное время обработки сигналов должно быть минимальным.

Нужно отметить, что механизм переноса тока в GaAs Р-і-п диодах существенно отличается от механизма в кремниевых диодах, что приводит к некоторому увеличению тока, необходимому для открывания диодов (см. рис. 2).

Параметры диодов, условно обозначенные как 3А599:

- полная емкость диодов C_0	- 0.008-0.040 пф;
- сопротивление в открытом состоянии при токе 20 мА*	- 0.5÷3.0 Ом;
- сопротивление при нулевом смещении*	- более 50 кОм;
- прямое падение напряжения, В	- 0.9÷1.3;
- напряжение пробоя, В	- 40÷60;
- индуктивность ввода	- менее 0.1 нГн.

* Измерения сопротивлений в открытом состоянии, а также при нулевом или обратном смещении проводилось резонаторным методом [2, 3] на частотах 9÷10 ГГц.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Представлена серия новых арсенидогаллиевых балочных диодов различного функционального назначения, подтверждена их работоспособность в мм диапазоне и в длинноволновой части оптического диапазона.
2. Показаны возможность и перспективность применения арсенидогаллиевых Р-і-п диодов для повышения скорости обработки сигналов в мм диапазоне.

ЛИТЕРАТУРА

1. Microwave pin diodes for GaAs JC/Electronics Letters, vol. 21, 9, April 1985.
2. Орлов О.С., Яковлев Ф.Ф. Методы измерения малых потерь в переходных устройствах сантиметрового и миллиметрового диапазонов. Материалы 3-ей крымской конференции г. Севастополь, 1993, том 6, с. 828-832.
3. Яковлев Ф.Ф. и др. Измерение добротности сосредоточенных реактивных элементов на СВЧ/ Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ, 1983, вып. 11, с. 44-46.

MM-WAVE GaAs DIODES

Chechenin Yu.I., Shabanov A.B.
Salut Co., 7 Larin St., Nizhny Novgorod-603107, Russia
fax (8312) 66-50-20

GaAs mixing diodes, multiplying diodes and varactors with the extreme values of the ultimate and critical frequencies are being successfully used in the receive-convert units of the mm-wave range. Optimization of the epitaxial structure parameters and diode designs allows us to increase the operating frequency up to 2-3 THz. GaAs p-i-n diodes with the thin bases commutate signals in the range of about 120 GHz with the switching speed of 1-3 ns. Typical value for the capacitance is 0.010-0.015 pF. Diodes have no analogs. They are environmentally stable and are used at the temperature of -60°C - +85°C.

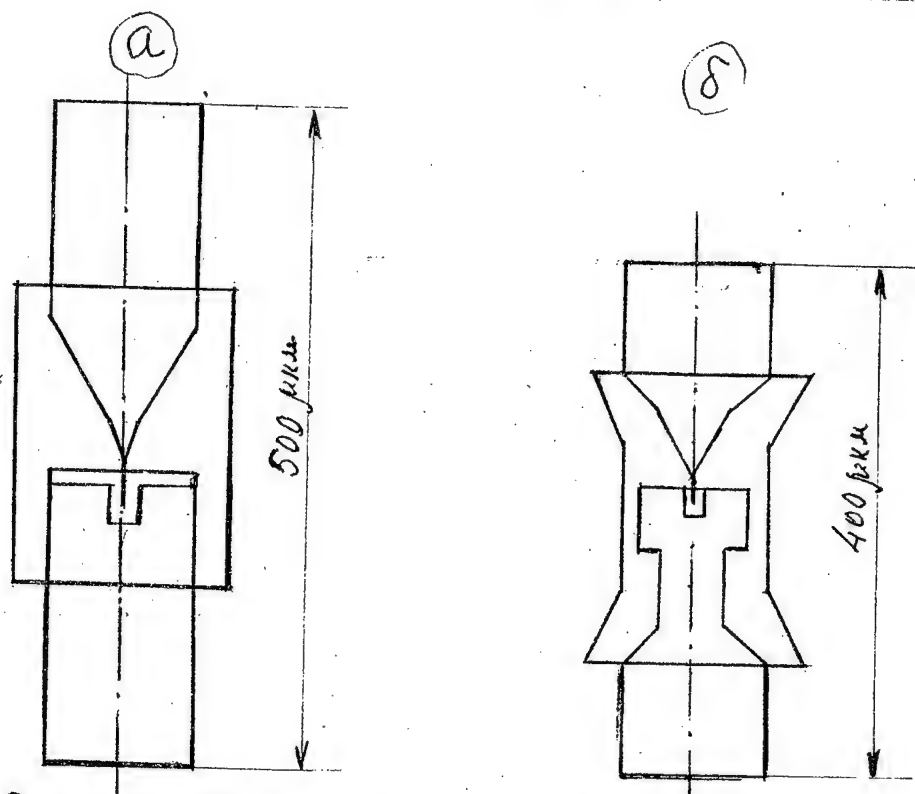


Рис. 1. Общий вид диодов: а - 3А147, б - диод с повышенной предельной частотой.

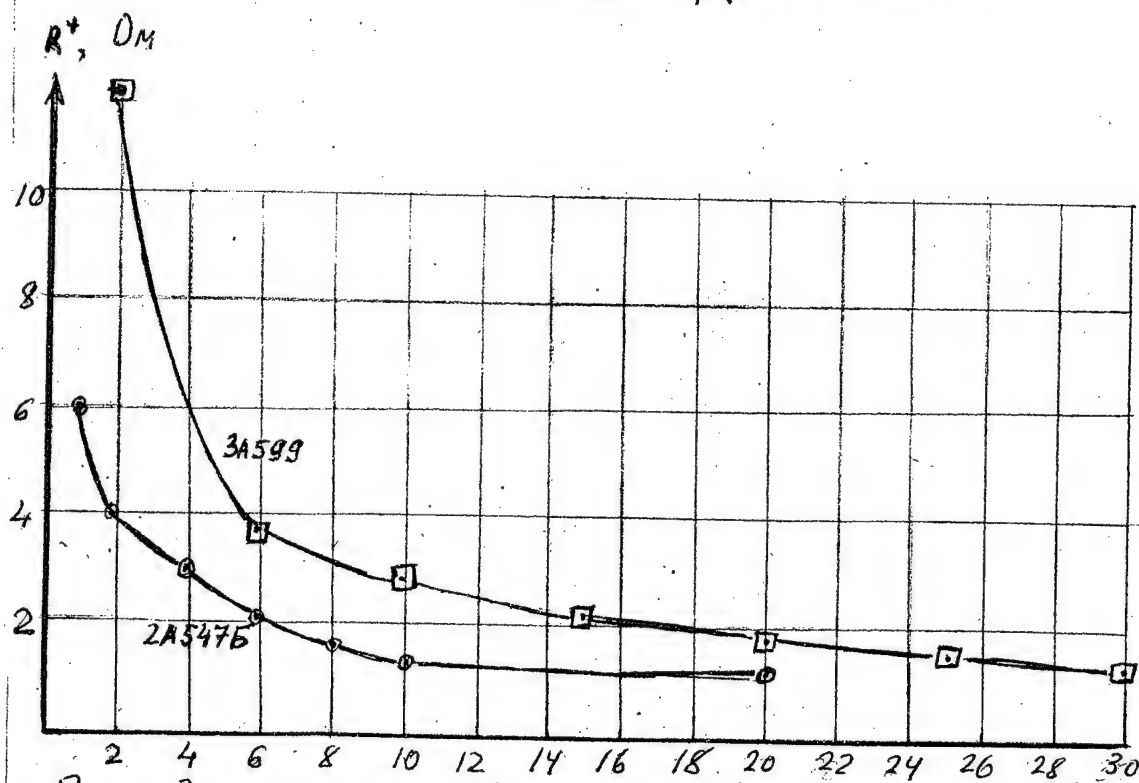


Рис. 2. Зависимости сопротивления в открытом состоянии R_+ от тока для кремниевого - 2А547Б и арсенидгаллиевого диодов - 3А599, снятые на частоте 9 ГГц.

Крыжановский В.Г., Шевченко И.Н., Роменский А.Э.
Донецкий госуниверситет, Донецк, Украина

Введение. Полигармонический режим работы усилителей характеризуется наличием связей в выходной цепи, создающих нулевой импеданс на четных гармониках и бесконечный на нечетных в точках подключения коллекторов транзисторов. В усилителях класса Н нуль импеданса на частоте второй гармоники достигается не с помощью свойств выходной согласующей цепи (усилители класса F), а выделением второй гармоники коллекторного напряжения транзисторов и передачей ее с требуемым фазовым сдвигом в коллекторную цепь соседнего транзистора. Эти усилители характеризуются существенно нелинейным режимом работы транзисторов. В [7] показано, что для активного нелинейного элемента связь между компонентами отклика и входного сигнала описывается соотношением:

$$c_n^-(\alpha, \omega(p)) = S_n^\alpha(p; c^+(\omega_1), c^+(\omega_2), \dots, c^+(\omega_n)) + \\ + Q_n^\alpha(p; c^-(c^-, c^+, \omega(p)), c^+(\omega_1), c^+(\omega_2), \dots, c^+(\omega_n)).$$

Здесь c^- - вектор компонент отклика, c^+ - вектор компонент входного сигнала; $\{w_i\}$, $i = 1, \dots, p$ - совокупность частот, образующихся в результате нелинейных эффектов; α - номер плеча, n - номер компоненты вектора. S_n^α, Q_n^α - компоненты матрицы рассеяния и излучения соответственно. Для моделирования работы нелинейного активного элемента необходимо решить систему нелинейных трансцендентных уравнений для всей совокупности частот $\{\omega_i\}$, $i=1, \dots, p$ и каждого значения амплитуды входного сигнала. Поэтому для моделирования усилителей класса Н необходим метод, адекватно описывающий устройства, содержащие активные нелинейные элементы и элементы с распределенными параметрами, для которых описание эквивалентными схемами на сосредоточенных элементах не применимо [1].

Теоретическая часть. В основу такого метода положим создание математической модели устройства на основе дифференциальных уравнений Кирхгофа и импульсных матриц передачи элементов с распределенными параметрами. Импульсную матрицу передачи определим как набор импульсных характеристик передачи $[G_{mn}^S(t)]$ или $[G_{mn}^T(t)]$ из плеча m в плечо n . Связь между импульсными и частотными характеристиками передачи однозначная [2] и определяется из соотношений [2], [3]:

$$G_{mn}^S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{mn}(i\omega) e^{i\omega t} d\omega, \\ G_{mn}^T(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} T_{mn}(i\omega) e^{i\omega t} d\omega$$

В [2] показано, что если $f_{вх}(t)$ - сигнал на входе четырехполюсника с импульсной характеристикой передачи $G(t)$, то выходной сигнал $f_{вых}(t)$ определяется линейной сверткой последовательностей $f_{вх}(t)$ и $G(t)$:

$$f_{вых}(\tau) = \int_0^\tau f_{вх}(t) G(\tau - t) dt = f_{вх}(t) \otimes G(t). \quad (2)$$

На основании теоремы [2] в частотной области это соотношение преобразуется в произведение частотного коэффициента передачи четырехполюсника и спектра входного сигнала:

$$f_{\text{вых}}(i\omega) = f_{\text{вх}}(i\omega) \cdot T(i\omega). \quad (3)$$

На основании (1), (2), (3) становится возможным учесть влияние элемента с распределенными параметрами без перехода в частотную область:

$$c^-(t) = [G^T(t)] \otimes c^+(t) \quad (4)$$

где $c^-(t)$ - вектор откликов; $c^+(t)$ - вектор входных сигналов; " \otimes " - означает свертку (2).

Рассмотрим схему метода расчета:

1) Декомпозиция исходного устройства на блоки, содержащие нелинейные активные элементы и элементы с сосредоточенными параметрами и блоки, содержащие элементы с распределенными параметрами.

2) Описание модели усилителя дифференциальными уравнениями без учета элементов с распределенными параметрами:

$$\begin{cases} \dot{U}_i = F_i^1(\bar{U}, \bar{I}; \bar{R}, \bar{L}, \bar{C}), & 0 \leq i \leq N; \\ \dot{I}_j = F_j^2(\bar{U}, \bar{I}; \bar{R}, \bar{L}, \bar{C}), & 0 \leq j \leq M; \end{cases} \quad (5)$$

где N - число емкостей, M - число индуктивностей.

3) Определение в системе 5) напряжений и токов, действующих на входах и выходах элементов с распределенными параметрами:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = F_1^1(\bar{U}, \bar{I}; \bar{R}, \bar{L}, \bar{C}), \\ \vdots \\ \dot{U}_i = F_i^1(U_1, \dots, \tilde{U}_{j1}, \dots, U_N, I_1, \dots, \tilde{I}_{j2}, \dots, I_M; \bar{R}, \bar{L}, \bar{C}), \\ \vdots \\ \dot{U}_N = F_N^1(\bar{U}, \bar{I}; \bar{R}, \bar{L}, \bar{C}), \\ \dot{I}_1 = F_1^2(\bar{U}, \bar{I}; \bar{R}, \bar{L}, \bar{C}), \\ \vdots \\ \dot{I}_i = F_i^2(U_1, \dots, \tilde{U}_{j1}, \dots, U_N, I_1, \dots, \tilde{I}_{j2}, \dots, I_M; \bar{R}, \bar{L}, \bar{C}), \\ \vdots \\ \dot{I}_M = F_M^2(\bar{U}, \bar{I}; \bar{R}, \bar{L}, \bar{C}). \end{cases} \quad (6)$$

Здесь $\tilde{U}_{j1}, \tilde{I}_{j2}$ - волны напряжений и токов, действующих на входах и выходах элементов с распределенными параметрами. Переход от напряжений и токов к волнам в данном контексте допустим. Это следует из соотношений (2) и (3).

4) Решение системы (6).

Результаты численного моделирования. Как пример использования метода, рассмотрим тестовую структуру (рис.1), представляющую собой пассивное устройство СВЧ, обеспечивающее моделирование эффектов преобразования энергии гармоник в усилителе класса H.

Система фильтрующе-фазосдвигающих элементов с обратной связью на выходе нелинейного элемента представляет собой элемент с распределенными параметрами со свойствами направленного фильтра [1]. Принцип работы умножителя частоты без обратной связи описан в [4]. При наличии обратной связи происходит следующее: создаваемое нелинейным

элементом $S(u)$ напряжение, богатое гармониками, передается в направленный фильтр, настроенный на частоту ω_0 . Напряжение, действующее на плече 1) фильтра, подвергается режекции на частоте ω_0 и попадает в нагрузку R_n . Для гармоники ω_0 создаются два канала передачи энергии: $a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow a$ и $a \rightarrow c \rightarrow b \rightarrow a$. В зависимости от времени запаздывания гармоники ω_0 можно получить в точке a нулевой импеданс на частоте этой гармоники. На основе соотношений Мэнли-Роу, при нелинейных взаимодействиях нулевой импеданс на частоте ω_0 должен привести к преобразованию энергии гармоники ω_0 в энергию других гармоник.

Матрица рассеяния $[S_{mn}(i\omega)]$ направленного фильтра была получена на основе методики, описанной в [5]. Коэффициент передачи фильтра из плеча 1 в плечо 2 (рис.1) аппроксимировался функцией Гаусса:

$$|S_{12}(i\omega)| = A \exp\left\{-\frac{(\omega - \omega_0)^2}{2a^2}\right\} \quad (7)$$

Применяя соотношение (1) к (7) получаем импульсную характеристику передачи от плеча 1 к плечу 2:

$$G_{12}^S(t) = \frac{A}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-(\omega - \omega_0)^2 / 2a^2} e^{-i\Theta(\omega)} e^{i\omega t} d\omega \quad (8)$$

Множитель $e^{-i\Theta(\omega)}$ определяет фазовую характеристику фильтра.

Как показано в [3], соотношение (8) после интегрирования приводится к виду:

$$G_{12}^S(t) = B \cos(\omega t - \Theta(\omega)) e^{-t^2 / 2b^2} \quad (9)$$

Совершенно аналогично вычисляются остальные элементы импульсной матрицы передачи $[G_{mn}^S(t)]$.

Применяя рассматриваемый метод к схеме на рис.1, получаем систему нелинейных дифференциальных уравнений (6). Для решения полученной системы (6) использовался метод Рунге-Кутты вложенных формул Дормана-Принса [6], дающий наименьшую погрешность из методов Рунге-Кутты 5-го порядка.

Результаты численного моделирования. В процессе моделирования конструкции (рис.1) исследовались следующие зависимости:

1) Амплитуда второй гармоники напряжения на нелинейной емкости в зависимости от фазового набега этой гармоники, возвращаемой направленным фильтром (рис.2).

2) Амплитуда второй гармоники в канале $a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow a$ (рис.1) в зависимости от фазового набега этой гармоники, возвращаемой направленным фильтром (рис.3).

Вид зависимостей на рис.2 и рис.3 указывает на резонансный характер взаимодействий в цепи "нелинейная емкость - направленный фильтр".

3) Отношение мощности первой гармоники, рассеиваемой на нагрузке к мощности первой гармоники источника сигнала в зависимости от фазового набега второй гармоники, возвращаемой направленным фильтром в точку a (рис.4).

Зависимость на рис.4 показывает увеличение коэффициента передачи мощности первой гармоники в момент создания нулевого импеданса на второй гармонике в точке включения нелинейного элемента.

Критерием глобальной погрешности и правильности применяемого метода выступает закон сохранения энергии (баланс мощностей) в интегральной форме (рис.5). Интегральный баланс мощностей определяется соотношением:

$$\Delta P(t) = \frac{1}{T} \int_{t_0}^t (P_{\text{погл}} - P_{\text{исп}}) dt,$$

$$P_{\text{погл}} = \sum_i P_{i \text{ погл}}(t); \quad P_{\text{исп}} = \sum_j P_{j \text{ исп}}(t), \quad (10)$$

$$t_0 = (n-1)T < t < nT.$$

Обнуление интегральной кривой $\Delta P(t)$ (рис.5) в конце каждого периода ($t=nT$) доказывает выполнение законов сохранения в тестовой структуре (рис.1). Результаты моделирования рис.2 - 5 позволяют сделать вывод о возможности применения предлагаемого метода для моделирования усилителей класса H и F.

Литература

1. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Пер. с англ.- М.: "Связь". 1971.- т.2, 428с.
2. Залманзон Л.А. Преобразование Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях.- М.: Наука. 1989.- 496с.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы.- М.: Сов. радио, 1971.- 672с.
4. Кушнир В.Ф., Ферсман Б.А. Теория нелинейных электрических цепей. М.: Связь, 1974.- 384с.
5. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ.- М.: Сов. радио. 1971. - 385с.
6. Хайрер Э., Нерсетт С., Ваннер Г. Решение обыкновенных дифференциальных уравнений. Нежесткие задачи: Пер. с англ.- М.: Мир, 1990.- 512с.
7. Никольский В.В., Орлов В.П. и др. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ.- М.: Радио и связь, 1982.- 272с.

METHOD OF MODELLING OF AMPLIFIERS WITH HARMONICAL INTERACTION

Kryzhanovsky V.G., Shevchenko I.N., Romensky A. E.
Donetsk State University, Ukraine

Method of modelling of amplifiers of H-type polyharmonic working mode is offered. Results of testing structure modelling using the offered method are given. The results are consistent with theory.

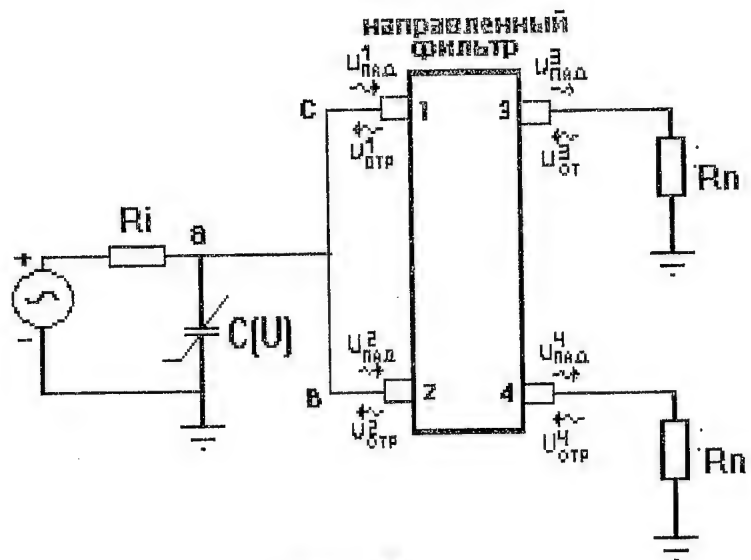


рис. 1

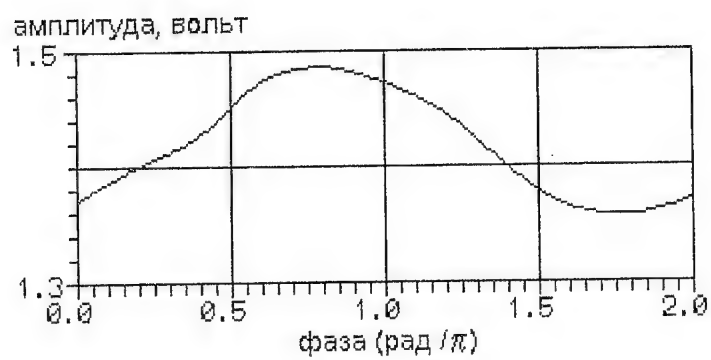


рис. 2

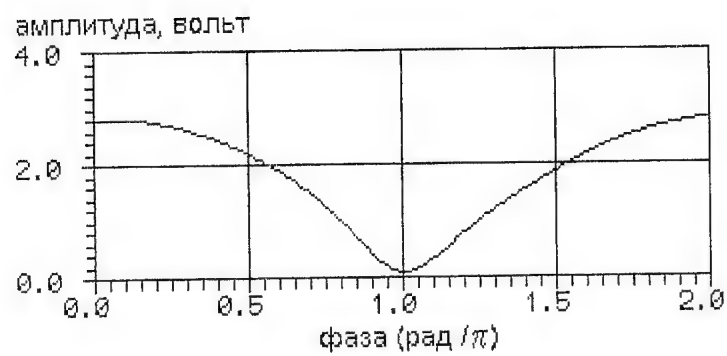


рис. 3

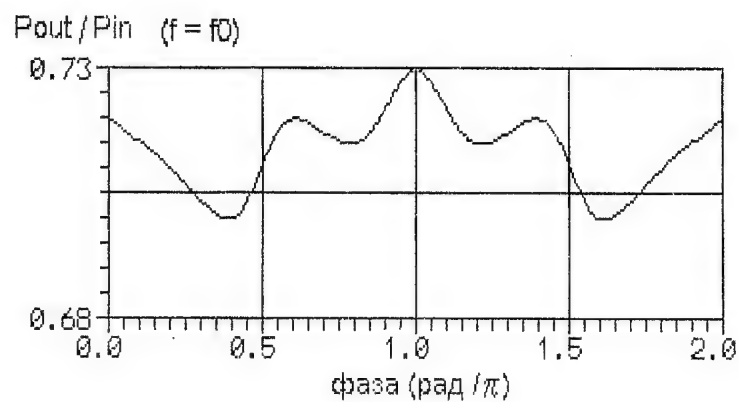


рис. 4

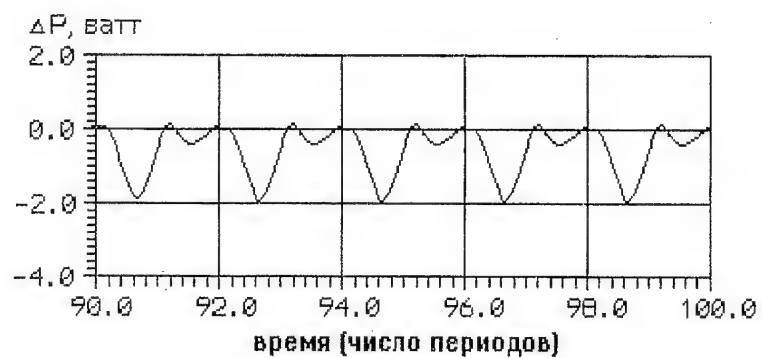


рис. 5

АНАЛИЗ МНОГОСИГНАЛЬНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ЛБВ

В.А. Конкин

Московский энергетический институт (технический университет)

Аннотация - Многосигнальный режим работы мощных СВЧ усилителей. Сопоставляются результаты анализа спектров на входе и на выходе ЛБВ, полученные на анализаторе спектра С4-60 и с помощью измерителя энергетических параметров на основе первичных частотно-селективных гиromaгнитных преобразователей. Адресуется разработчикам измерительной СВЧ аппаратуры, СВЧ генераторов и усилителей, работающих в многосигнальном режиме.

I. Введение

Многосигнальный режим работы мощных усилителей (генераторов) СВЧ-колебаний, при котором на входе усилителя в широкой полосе частот одновременно присутствуют несколько сигналов различной мощности и на различных частотах, значительно усложняет задачу анализа (измерения параметров) спектра колебаний на выходе СВЧ усилителя (генератора). Это вызвано несколькими причинами:

- частотно-селективное измерение (оценка) параметров (мощности, частоты) каждого из нескольких СВЧ-колебаний в тракте представляет собой непростую задачу;
- спектр колебаний, прошедших СВЧ усилитель может претерпеть искажения и обогатиться из-за появления колебаний на комбинационных частотах и частотах гармоник;
- сама измерительная аппаратура может по ряду причин исказить (обогащать) анализируемый спектр.

Для оценки параметров многосигнального спектра широко используются анализаторы спектра (АС) супергетеродинного типа (С4-27, 28, 60), однако, эти анализаторы не позволяют измерять мощность СВЧ-колебания и допускают большую погрешность измерения частоты. Альтернативным способом анализа является способ, основанный на явлении ферромагнитного резонанса и использующий гиromaгнитный преобразователь в режиме кроссумирования в качестве первичного частотно-селективного преобразователя мощности. Аппаратура, реализующая этот способ, (измеритель спектральной плотности мощности ИСПМ-1, выпускавшийся серийно, и измеритель энергетических параметров СВЧ сигналов (ИЭП)) позволяет проводить частотно-селективные измерения мощности и частоты с удовлетворительными погрешностями [1,2].

Целью настоящей работы является сопоставление результатов анализа многосигнального спектра с помощью измерителя энергетических параметров и анализатора спектра С4-60, позволяющее оценить достоверность анализа с помощью ИЭП, а также оценить достоинства и недостатки используемой аппаратуры.

II. Некоторые особенности проведенных измерений

Большая интенсивность отдельных СВЧ-колебаний на выходе ЛБВ предполагает наличие в измерительном тракте направленных ответвителей или (и) аттенуаторов, так как традиционно используемая аппаратура (АС), обладает высокой чувствительностью и есть опасность перегрузки смесителя АС, что вызывает нелинейные искажения или вывод смесителя из строя. Необходимость подавления мощности на входе смесителя (значение мощности может быть и не известно) является определенной трудностью при эксплуатации АС. Существенным недостатком АС, (особенно при анализе многосигнального спектра), является наличие паразитных каналов приема, связанных с супергетеродинным способом преобразования частоты. Невысокая чувствительность первичных преобразователей ИЭП и способ преобразования частоты лишают ИЭП указанных недостатков. При проведении экспериментальных исследований были приняты специальные меры по ограничению и измерению уровня мощности на входе и на выходе ЛБВ (на входе АС). Усиленные СВЧ-колебания не отличались по мощности более чем на 3 дБ. Максимальная разностная частота была выбрана существенно меньшей, чем первая промежуточная частота АС. Распределение частот составляющих спектра на выходе ЛБВ исследовалось аналитически с целью определения происхождения этих составляющих.

Экспериментальная установка содержала ЛБВ с блоками питания, двухканальный измеритель энергетических параметров СВЧ сигналов [1] с первичными преобразователями проходного типа, АС, три задающих СВЧ генератора, контролирующие и регистрирующие приборы. СВЧ генераторы включались в тракт на входе ЛБВ через развязывающие вентили и направленные ответвители. На входе и на выходе ЛБВ через направленные ответвители были включены измерители мощности.

Соответствующие выходы АС и ИЭП подключались к двухкоординатному самописцу.

Спектр на входе и на выходе ЛБВ исследовался по экранам АС и ИЭП с измерением частот составляющих и сравнением их амплитуд. Диапазон измерения амплитуды отклика сигнала (по мощности) на экране АС составлял 18 дБ, (нелинейный масштаб) а на экране ИЭП - 10 дБ (линейный масштаб), при минимальном отклике - одно деление шкалы.

III. Результаты эксперимента

На вход ЛБВ подавались три СВЧ-колебания на частотах f_1, f_2, f_3 суммарной мощностью 13 мВт ($P_2 = P_3$; $P_1 = P_2/2$, где P_2 - мощность колебания на частоте f_2). Значения разностных частот $f_2 - f_1 = 60$ МГц и $f_3 - f_2 = 40$ МГц устанавливались по экрану АС, подключенному ко входу ЛБВ. Интегральная мощность на выходе ЛБВ составляла более 1 Вт. Спектр на выходе ЛБВ (рис. 1 и рис. 2) существенно обогатился за счет появления комбинационных составляющих. (Спектр на входе ЛБВ на рисунках не показан). Изменились и соотношения между амплитудами сигналов: $P_1 = P_3$; $P_2 > P_1$. Анализ с помощью АС выявил комбинационные составляющие на частотах $f_4 \dots f_{11}$. Спектр, наблюдавшийся на экране ИЭП, совпал со спектром на экране АС (совпали частоты откликов спектра $f_1, f_2, f_3, f_5, f_7, f_8, f_{11}$). Остальные составляющие не выявлены на экране ИЭП из-за малости уровней сигналов и недостаточной для рассматриваемого случая избирательности ИЭП [2]. Амплитудный анализ спектра по экрану ИЭП показал равенство мощностей первого и третьего сигналов, (одинаковы и показания индикатора мощности), мощность второго сигнала оказалась больше мощности первого на 2,2 дБ (расчет по показаниям индикатора мощности). Амплитуды откликов выявленных комбинационных составляющих находились в пределах 0,1...0,2 деления шкалы, что составляет более 13 дБ от уровня мощности второго сигнала P_2 . (Мощности комбинационных составляющих не измерялись). Линейный по мощности масштаб экрана ИЭП позволяет достаточно точно, не прибегая к измерениям, определять отношения между значениями мощностей отдельных сигналов в пределах динамического диапазона равного 10 дБ. Амплитудный анализ по экрану АС показал только примерное равенство мощностей первого и третьего сигнала, что может быть объяснено неравномерностью частотной характеристики измерительного тракта. Рассчитанное по делениям экрана отношение значения мощности первого колебания к значению мощности второго составило 2,2 дБ и совпало с рассчитанным по показаниям индикатора мощности ИЭП. Визуальный амплитудный анализ комбинационных составляющих (амплитуда откликов - менее одного деления экрана) дает неверное представление о действительном соотношении между уровнями мощности второго колебания и комбинационными составляющими. Рассчитанные по делениям экрана отношения составили 15...18 дБ для различных составляющих спектра.

IV. Заключение

Сопоставление результатов анализа спектра при многосигнальном режиме работы ЛБВ с помощью АС и ИЭП позволило сделать следующие выводы:

- АС и ИЭП достоверно отображают частотное распределение составляющих спектра, при этом, АС, обладая большей чувствительностью и лучшей избирательностью, позволяет проводить частотный анализ более полно, эффективно выделяя сигналы низкой интенсивности;
- амплитуды откликов СВЧ-колебаний на экране ИЭП в полосе обзора позволяют с высокой точностью оценить соотношения между мощностями каждого отдельного колебания (ИЭП предназначен для измерения мощности каждого отдельного колебания с погрешностью не более 1 дБ);
- соотношения между амплитудами на экране АС не являются действительными соотношениями между мощностями СВЧ-колебаний, из-за нелинейности вертикальной шкалы экрана (определение действительных соотношений требует вычислений);
- необходимо принятие специальных мер обеспечивающих работу АС в динамическом диапазоне исключая возникновение на экране ложных откликов, снижающих достоверность анализа;
- для достоверного анализа в широкой полосе частот СВЧ-колебаний большой интенсивности с помощью АС необходимо предварительное исследование измерительного СВЧ тракта с целью определения его амплитудно-частотных и других характеристик;
- двухканальный ИЭП показал себя эффективным средством анализа многосигнального спектра, прошедшего СВЧ усилитель мощности;
- АС и ИЭП не позволяют определить частоты СВЧ-колебаний, вызвавших появление каждой отдельной комбинационной составляющей.

V. Список литературы

- [1] Китайцев А.А., Конкин В.А., Крацкин Л.Н. и др. Панорамный измеритель энергетических параметров СВЧ-сигналов. Сб. научн. трудов, N 241, М.: Моск. энерг. ин-т, 1991, с. 40-47.
- [2] Конкин В.А. "Оценка двухсигнальной избирательности измерителя энергетических параметров СВЧ сигналов" - Материалы 4-ой Крымской конференции "СВЧ-техника и спутниковый прием". - Севастополь, 1994. Т.2, с. 377-380.

ANALYSIS OF TRAVELLING-WAVE TUBE MULTISIGNAL OPERATION

Konkin V.A.

Moscow Power Engineering Institute (Technical University)
14 Krasnokazarmennaya St., Moscow-105835, Russia
tel. (095) 362-79-58, fax 361-16-20

Energy parameters measurement unit based on frequency-selective gyromagnetic transducers is applied for reliable determination of powerful microwave amplifiers output spectrum. Amplifiers operation in multisignal regime is investigated. The results of travelling-wave tube input and output spectra obtained with commercial spectrum analyser C4-60 are compared with those obtained with energy parameters measurement unit. Advantages and disadvantages of both methods are discussed.

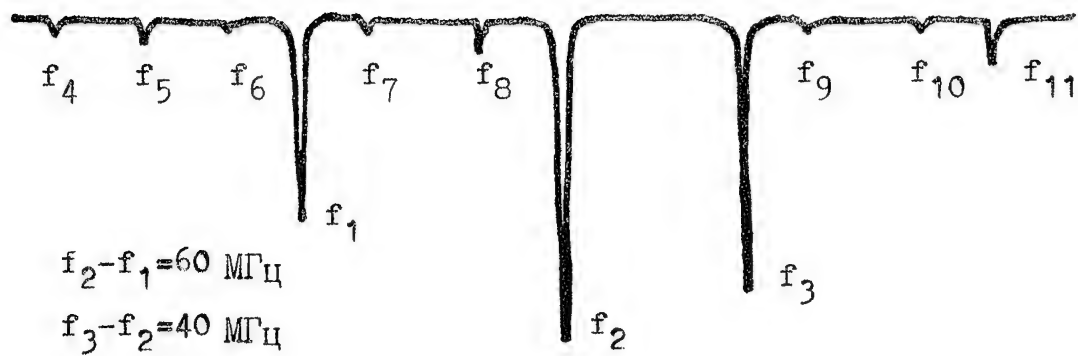


Рис.1. Спектр сигналов на выходе ЛБВ.
Запись на самописце с выхода АС С4-60.

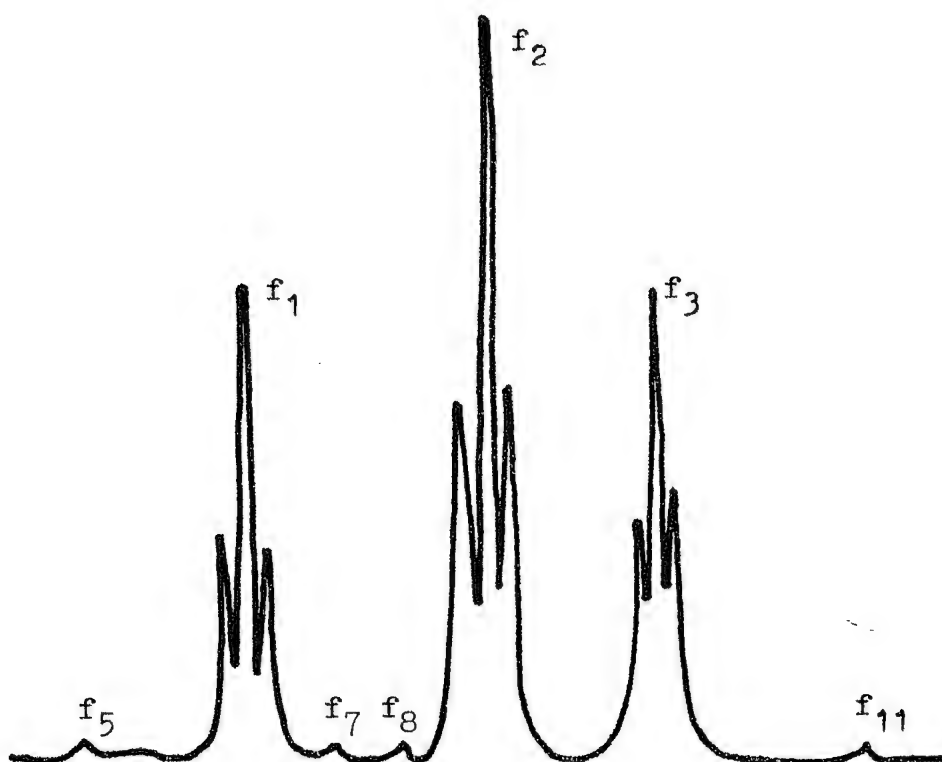


Рис.2. Спектр сигналов на выходе ЛБВ.
Запись на самописце с выхода ИЭП.

ВЛИЯНИЕ ТОЛЩИНЫ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАНСНОГО ГЕНЕРАТОРА О-ТИПА С ПРОФИЛИРОВАННЫМ МАГНИТОСТАТИЧЕСКИМ ПОЛЕМ

Одаренко Е.Н., Шматько А.А.

Харьковский государственный университет, Харьков, Украина

Аннотация - Теоретически исследуется генератор миллиметровых и субмиллиметровых волн типа оротрон-ГДИ (генератор дифракционного излучения) с неоднородным магнитным фокусирующим полем и электронными пучками различной толщины. Рассматривается режим самовозбуждения колебаний и режим установившихся колебаний. Показано, что пространственное распределение индукции фокусирующего поля существенно влияет на характеристики генератора при изменении толщины электронного потока.

I. Введение

В миллиметровом и субмиллиметровом диапазоне длин волн интенсивное взаимодействие электронов с СВЧ полем может осуществляться лишь в пределах тонкого слоя (меньше периода замедляющей системы (ЗС)), расположенного вплотную к поверхности ЗС. В такой ситуации применение более мощных (а, значит, и более толстых) потоков с целью повышения эффективности электронно-волнового взаимодействия целесообразно только при обеспечении условий интенсивного энергообмена по всей толщине пучка. Одним из возможных способов реализации таких условий является профилирование фокусирующего поля или изменение его ориентации [1-3]. В связи с этим актуальным представляется анализ закономерностей физических процессов в приборе с различными значениями толщины пучка в условиях неоднородного магнитостатического поля с целью разработки практических рекомендаций, позволяющих увеличить выходную мощность СВЧ генераторов и усилителей.

II. Основная часть

Теоретический анализ физических процессов в резонансном генераторе проводился на основе решения самосогласованной системы уравнений электронно-волнового процесса взаимодействия в рамках двухмерной модели [3,4]. Рассматривалось гауссовское пространственное распределение фокусирующего магнитного поля, компоненты которого определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} B_y &= 1 + A_m \exp(-(y-y_m)/\omega m L)^2); \\ B_z &= 2A_m(y-y_m)(z-z_m) \exp(-(y-y_m)/\omega m L)^2)/(\omega m L)^2; \end{aligned}$$

где B_y и B_z - безразмерные компоненты вектора магнитной индукции, направленные параллельно (ось Oy) и перпендикулярно (ось Oz) к плоскости ЗС; A_m , ωm , y_m - амплитуда, радиус области локализации магнитной неоднородности и координата центра неоднородности соответственно; z_m - константа, характеризующая поперечное распределение фокусирующего поля; y и z - продольная и поперечная координаты; L - длина пространства взаимодействия. Величины B_y , B_z и A_m нормированы на невозмущенное значение индукции фокусирующего поля B_0 , а ωm - на длину L .

Структура пространственного распределения фокусирующего магнитного поля определяет форму статических траекторий электронов и тем самым может существенным образом влиять на процесс энергообмена как в режиме максимального усиления, так и в режиме максимальной мощности.

В режиме максимального усиления в качестве искомой характеристики использовался удельный пусковой ток I на единицу толщины пучка. Как показали расчеты, увеличение толщины электронного потока приводит к снижению I , т.е. для возбуждения колебаний в генераторе с пучком большей толщины можно использовать электронные пушки с меньшей плотностью тока. Кроме того, обнаружено насыщение величины удельного пускового тока, т.е. при дальнейшем увеличении толщины пучка значение I практически не изменяется при перемещении центра магнитной неоднородности вдоль пространства взаимодействия. Данный результат обусловлен неоднородностью высокочастотного поля вдоль поперечной координаты z и тем, что при большой толщине пучка (в рассматриваемом случае толщина $D = 0.02L$) дальнейшее увеличение параметра D/L не приводит к изменению токораспределения в пространстве взаимодействия генератора.

Когда магнитная неоднородность слабая ($A_m = -0.05$; токооседание на ЗС незначительное или отсутствует), то при перемещении центра магнитной неоднородности вдоль оси Oy для различных значений D происходят лишь количественные изменения зависимостей $I(y_m)$. Основной вклад в энергообмен между электронами и СВЧ полем вносят ближайшие к поверхности ЗС слои пучка и в данной ситуации увеличение толщины D приводит только к изменению количества заряженных частиц в этих слоях на всей длине L . В случае сильного токооседания ($A_m = -0.25$) увеличение толщины пучка сопровождается, наряду с уменьшением значения I , расширением интервала значений параметра y_m , где удельный пусковой ток генератора с неоднородным магнитным полем меньше, чем в генераторе с обычной фокусировкой. Отмеченные особенности зависимостей $I(y_m)$ в случае сильной магнитной

неоднородности обусловлены прежде всего изменением токораспределения в пространстве взаимодействия. В ситуации, когда тонкий пучок оседает практически полностью, увеличение параметра D/L приводит к увеличению доли электронов потока, участвующих в процессе энергообмена с СВЧ полем. Как показали дополнительные расчеты, отмеченные закономерности влияния толщины электронного пучка на пусковой ток генератора сохраняются для положительных значений A_m .

В режиме максимальной мощности основной характеристикой прибора является максимальный по зоне генерации электронный КПД K_z . Анализ физических процессов в этом режиме проводился на основе численного решения исходной системы уравнений для фиксированного значения рабочего тока и для фиксированного отношения рабочего тока к пусковому. В случае отсутствия токооседания на поверхность ЗС увеличение толщины электронного потока практически не сказывается на форме зависимостей K_z от параметра um . Изменяется только значение КПД. Подобный результат получен и для режима максимального усиления. Кроме того, увеличение толщины электронного потока сопровождается уменьшением эффективности электронно-волнового взаимодействия. Данный результат обусловлен снижением удельного пускового тока, что в данном случае эквивалентно снижению удельного рабочего тока (на единицу толщины пучка). Следовательно, в рамках исследуемой модели фиксирование отношения рабочего тока к пусковому с увеличением параметра D/L приводит к снижению плотности тока пучка и, как следствие, к уменьшению электронного КПД. Для поддержания плотности тока на одном уровне (или увеличения ее) при увеличении толщины пучка следует повышать отношение рабочего тока к пусковому.

В режиме сильного токооседания увеличение D в два раза с 0.005L до 0.01L при фиксированном рабочем токе сопровождается повышением K_z практически во всем диапазоне изменения параметра um . Этот результат обусловлен изменением токораспределения и высокочастотным расслоением электронного потока. Если тонкий пучок оседает практически полностью, то для $D=0.01L$ оседание будет частичным, причем в пространстве взаимодействия остаются наиболее удаленные от ЗС слои пучка. Электроны этих слоев до начала токооседания находятся под действием более слабого СВЧ поля по сравнению с электронами, оседающими на ЗС. Следовательно, после оседания нижних слоев пучка, где электроны перешли из тормозящей фазы СВЧ поля в ускоряющую (режим максимального КПД при использовании неоднородного фокусирующего поля /4/), в пространстве взаимодействия остаются электроны, которые тормозятся СВЧ полем и отдают ему свою энергию. Дальнейшее увеличение толщины пучка приводит к снижению эффективности взаимодействия как при фиксированном рабочем токе, так и при фиксированном отношении рабочего тока к пусковому. Причины отмеченного снижения КПД по-видимому те же, что и в случае отсутствия токооседания, поскольку при увеличении D доля осевших на ЗС электронов в потоке уменьшается.

III. Заключение

На основании полученных в работе результатов можно сделать следующие выводы.

1. В резонансном генераторе О-типа с неоднородным фокусирующим полем увеличение толщины пучка сопровождается уменьшением удельного пускового тока с последующим его насыщением.
2. В случае отсутствия токооседания на ЗС электронный КПД генератора снижается при увеличении толщины пучка. Общие закономерности зависимости КПД от координаты центра магнитной неоднородности сохраняются.
3. В случае сильного токооседания существует оптимальное значение толщины пучка, при котором для фиксированного рабочего тока реализуются наибольшие значения КПД безотносительно к местоположению центра магнитной неоднородности.

IV. Список литературы

- [1] Балаклицкий И.М., Воробьев Г.С., Цвык А.И., Шестопалов В.П. Увеличение эффективности работы генераторов дифракционного излучения с магнитной фокусировкой // Изв. вузов. Радиоэлектроника. - 1977. - Т.20, N10, С.93-96.
- [2] Клинонрон / Г.Я. Левин, А.И. Бородин, А.Я. Кириченко и др. Под ред. А.Я. Усикова. Киев: Наукова думка, 1992. - 200 с.
- [3] Одаренко Е.Н., Шматко А.А. Нелинейная теория СВЧ генераторов О-типа с неоднородным магнитостатическим полем (двумерная модель) // Радиотехника и электроника. - 1994. - Т.39, N4. - С.835-842.
- [4] Белявский Б.А., Цейтлин М.Б. Анализ работы оротрона на основе двумерной теории // Радиотехника и электроника. - 1980. - Т.25. - N5. - С.1108-1112.

EFFECT OF THE BEAM THICKNESS ON CHARACTERISTICS OF RESONANT O-TYPE OSCILLATOR WITH PROFILED DC MAGNETIC FIELD

Odarenko E., Shmat'ko A.

Kharkov State University, Dept. of Radiophysics, 4 Svobody Sq., Kharkov-310077, Ukraine
tel. (0572) 45-71-33

The two-dimensional model of the microwave oscillator (orotron diffraction radiation generator) with the Gauss distribution of RF field has been considered. Theoretical investigation of the linear and nonlinear characteristics for the different electron beam thickness is carried out. Analysis is based on the solution of the nonlinear self-consistent system of equations taking to account the space distribution of the focusing magnetic field displacement. Beam thickness increasing leads to the decreasing or increasing of the starting current of oscillator dependently on the DC magnetic field configuration. Two cases have been considered in steady-state condition: beam settles or does not settle onto the slow-wave structure. If the beam settles onto the grating, the optimum value of the beam thickness which corresponds to the highest efficiency is obtained.

УСЛОВИЯ ГЕНЕРАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ КОЛЕБАНИЙ В СПИРАЛЬНОМ РАСПРЕДЕЛЕННОМ РЕЗОНАТОРЕ

А.И. Астайкин, А.Ф. Липатов, В.Б. Профе, К.В. Троцюк

РФЯЦ - ВНИИЭФ, 607190 г.Саров, пр. Мира д.37

E-mail: profe@CB2.RFNC.NNOV.RU

I. Аннотация

На основе модели, использующей эквивалентную схему распределенного резонатора получены условия возникновения автоколебаний и определены основные параметры режима генерации в распределенном резонаторе на основе отрезка спирального волновода, пронизываемого электронным пучком. Определены параметры эквивалентного контура и зависимость стартового тока генерации подобного генератора от параметров электронного пучка и резонатора.

II. Введение

Такие важные качества, как широкополосность ЛБВ и высокое значение коэффициента полезного действия у клистронов определили необходимость поиска конструктивных решений, когда бы в одном приборе сочетались достаточно высокие значения и КПД, и рабочей полосы частот. Одним из таких конструктивных решений стал переход от обычных однозачерных резонаторов к так называемым распределенным резонаторам (РР), представляющим собою отрезки замедляющих систем (ЗС) с отражающими элементами на концах [1, 2, 3]. В РР результирующее стоячее СВЧ поле является суперпозицией двух бегущих навстречу друг другу волн с близкими по величине амплитудами, причем взаимодействие электронного пучка происходит, в основном, с попутной ему волной. При этом в РР, в отличие от однозачерных резонаторов с кратковременным взаимодействием пучка с полем зазора, взаимодействие носит длительный (несколько полупериодов СВЧ поля), накопительный характер, как и в отрезках замедляющей системы ЛБВ. В то же время РР, в отличие от согласованных отрезков ЗС, характеризуются резонансными свойствами, то есть частотами, на которых имеет место заметное нарастание СВЧ полей, значениями собственной и нагруженной добротностей и рядом других параметров, которые свойственны обычным классическим резонаторам.

Усилительные клистроны с распределенным взаимодействием пока не нашли широкого применения, несмотря на весьма высокие результаты полученные в первых экспериментах [1, 5]. Связано это, в первую очередь, со склонностью РР к самовозбуждению.

III. Основная часть

Для теоретического описания процессов взаимодействия электронного пучка с СВЧ полем распределенных резонаторов в линейном приближении предлагается использовать модель, в которой РР описывается с помощью некоего эквивалентного параллельного резонансного контура (рис. 1а).

Эффективное напряжение для случая распределенных резонаторов длиной L предлагается определять из соотношения:

$$U^2 = L \int_0^L |E_z(z)|^2 dz \quad (1)$$

Для синусоидального или косинусоидального распределений поля эффективное напряжение в РР: $U^2 = (E_0 L)^2 / 2$.

Выражая запасенную в РР энергию как сумму энергий прямой и обратной бегущих электромагнитных волн, и выражая поток энергии этих волн через сопротивление связи $R_{св}$ структуры, мы можем определить характеристический импеданс РР через параметры замедляющей структуры, отрезком которой является данный РР.

$$\varphi = \beta L R_{св} v_{гр} / v_{ф} = \pi m R_{св} v_{гр} / v_{ф} \quad (2)$$

Такие параметры замедляющей структуры как постоянная распространения β , сопротивление связи $R_{св}$, фазовая и групповая скорости $v_{гр}$, $v_{ф}$ могут быть рассчитаны, исходя из геометрических размеров ЗС, если решено соответствующее дисперсионное уравнение (ДУ) структуры.

Собственная проводимость РР при представлении его в виде эквивалентного контура может быть определена как: $Y_k = g_k + j b_k$, где g_k - активная часть собственной проводимости контура, определяющаяся потерями (шунт-импедансом) $g_k = 1/R_{ш} = 1/\varphi Q_{ох} = 2P_{пот}/U^2$; b_k - реактивная часть собственной проводимости контура, определяющаяся запасенной в контуре энергией (реактивным сопротивлением) $b_k = 1/\omega L - \omega C = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$.

Выражение для добротности распределенного резонатора при условии малости собственных потерь в РР и коэффициенте отражения волны от концов резонатора близком к единице имеет вид:

$$Q_{ох} = \frac{\beta}{2 \cdot \alpha} \cdot \left| \frac{v_{ф}}{v_{гр}} \right| \quad (3)$$

Коэффициент затухания α также может быть определен, если решено ДУ соответствующей замедляющей структуры. Расчетные формулы для коэффициента затухания волны в спиральной ЗС приведены в [6].

Если распределенный резонатор нагружен электронным потоком, то это можно отразить подключением параллельно исходному контуру комплексной электронной проводимости Y_e (см. рис. 1б), которая может быть записана в виде:

$$Y_e = g_e + j b_e = 2P_e / U^2 = 2(P_{ea} + j P_{er}) / U^2 \quad (4)$$

где P_e - комплексная электронная мощность взаимодействия; P_{ea} , P_{er} - активная и реактивная электронные мощности взаимодействия соответственно; g_e , b_e - активная и реактивная электронные проводимости пучка соответственно.

Активная мощность взаимодействия электронного пучка с полем резонатора приведет к изменению добротности РР. Наличие же реактивной мощности взаимодействия приведет к изменению резонансной частоты РР.

Условие "баланса фаз" генератора на основе РР: $b_k = -b_e$ приводит к следующему выражению для резонансной частоты распределенного резонатора, возбуждаемого электронным пучком: $\omega_r = \omega_0 (1 - \varphi b_e / 2)$.

Условие обращения в нуль суммарной активной проводимости нагруженного электронным пучком распределенного резонатора (условие "баланса амплитуд" генератора на основе РР) определяет параметры, при которых происходит самовозбуждение РР: $g_k = 1/\varphi Q_{ох} = -g_e$.

Для расчета стартового тока генерации, а также частоты, на которой будет самовозбуждаться распределенный резонатор, нагруженный электронным пучком, необходимо в соотношениях "баланса фаз" и "баланса амплитуд" определить действительную g_e и мнимую b_e части проводимости электронного пучка выражаемые через активную и реактивную мощности взаимодействия пучка с полем РР. Величина комплексной электронной мощности взаимодействия, по определению, может быть найдена из соотношения:

$$P_e = 0.5 \int_0^L I_{\sim}(z) E^*(z) dz, \quad (5)$$

где $E(z)$ - распределение собственного поля в резонаторе, $I_{\sim}(z)$ - величина переменной составляющей тока электронного пучка.

Считая, что поле в РР описывается косинусоидальным законом, а изменение плотности тока пучка при воздействии на него внешнего электромагнитного поля уравнением [7]:

$$\frac{d^2 i_{\sim}}{dz^2} + 2j\beta_e \cdot \frac{di_{\sim}}{dz} - (\beta_e^2 - \beta_b^2) \cdot i_{\sim} = j\omega\epsilon_0\beta_b^2 E_{\sim} \quad (6)$$

и проводя интегрирование, можно получить выражения для переменных составляющих тока и скорости электронного пучка с учетом начальной модуляции и соответствующие формулы для активной и реактивной проводимости электронного пучка в РР. Эти выражения приведены в Приложении. В (6) использованы следующие обозначения - $\beta_e = \omega/v_0$ - постоянная распространения пучка; $\beta_b = \omega_b/v_0$; ω_b - редуцированная плазменная частота пучка; v_0 - скорость пучка.

Подставляя полученные соотношения для g_e и b_e в условия "баланса фаз" и "баланса амплитуд", получаем условия, которые определяют самовозбуждение резонатора. Для того, чтобы определить стартовый ток генерации $I_{\text{старт}}$, необходимо решить трансцендентное уравнение "баланса амплитуд" относительно β_b , подставив в него полученное выражение для активной проводимости пучка. Затем стартовый ток определяется по формуле:

$$I_{\text{старт}} = \beta_b^2 v_0^3 m_e \epsilon_0 \pi g_b^2 / e \quad (7)$$

Возможен также менее строгий, но более наглядный способ, позволяющий избежать решения трансцендентного уравнения, и который можно использовать для предварительных оценок. Для его реализации необходимо заранее определить зависимости g_e от различных параметров пучка и РР, построить соответствующие графики, и, задавшись каким-либо конкретным значением g_e определить стартовый ток по формуле:

$$I_{\text{старт}} = \frac{I_0}{g_e \pi m \frac{v_{\text{гр}}}{v_{\text{ф}}} R_{\text{св}} Q_{\text{ох}}} \quad (8)$$

Видно, что уменьшить стартовый ток генерации можно, увеличивая сопротивление связи, добротность РР и добиваясь максимального значения g_e .

На рис. 2 и 3 приведены зависимости относительной активной проводимости пучка $g_e U_0 / I_0$ от соотношения $v_0 / v_{\text{ф}} - 1$ при различных длинах РР и токах электронного пучка. Отрицательные значения $g_e U_0 / I_0$ соответствуют отрицательной мощности взаимодействия пучка с волной, то есть в этом случае пучок передает энергию волне. Из рис. 2 и 3 видно что при $v_0 / v_{\text{ф}} \approx 1,2 \div 1,5$ происходит максимально эффективное преобразование энергии пучка в энергию СВЧ волны. Соответствующие значения $g_e U_0 / I_0$ будут определять минимальный стартовый ток генерации. Зависимость стартового тока генерации для отрезка спиральной ЗС диаметром 30 мм и углом подъема спирали $6,1^\circ$, изготовленного из медной проволоки, при различных длинах резонатора приведена на рис. 4. Видно, что увеличение длины резонатора приводит к уменьшению величины стартового тока генерации, причем существует достаточно широкий интервал соотношений $v_0 / v_{\text{ф}}$, при которых стартовый ток изменяется сравнительно мало.

IV. Заключение

Предложенный способ определения условий генерации в РР с помощью эквивалентного контура, нагруженного электронным пучком, позволяет сравнительно просто описать процесс возникновения автоколебаний в коротких отрезках замедляющих структур с отражающими элементами на концах в линейном режиме.

V. Приложение

Переменная составляющая плотности тока пучка:

$$i_{\approx} = Zi^0(\beta_b) + Zi^0(-\beta_b) + \frac{i_0 \beta_e E_0}{4 U_0 \beta_b} \cdot \{Zi(\beta_b) - Zi(-\beta_b)\}$$

Переменная составляющая скорости пучка:

$$v_{\approx} = \left(j \frac{\beta_e}{\beta_b} \frac{i_{\approx 0}}{\rho_0} \sin \beta_b z - v_{\approx 0} \cos \beta_b z \right) \cdot e^{-j\beta_e z} + \frac{i_0 E_0}{4 U_0 \rho_0} \{Zv(\beta_b) - Zv(-\beta_b)\}$$

Активная проводимость пучка в РР:

$$g_e = \frac{S}{E_0} \left(\frac{\beta}{\pi m} \right)^2 \{Zg_0(\beta_b) + Zg_0(-\beta_b)\} + \frac{I_0}{U_0} \frac{\beta_e}{\beta_b} \left(\frac{\beta}{\pi m} \right)^2 \{Zg(\beta_b) + Zg(-\beta_b)\}$$

Реактивная проводимость пучка в РР:

$$b_e = \frac{S}{E_0} \left(\frac{\beta}{\pi m} \right)^2 \{Zb_0(\beta_b) + Zb_0(-\beta_b)\} + \frac{I_0}{U_0} \frac{\beta_e}{\beta_b} \left(\frac{\beta}{\pi m} \right)^2 \{Zb(\beta_b) + Zb(-\beta_b)\};$$

$$\text{где } Zi^0(x) = \frac{i_{\approx 0} - \rho_0 v_{\approx 0} \frac{\beta_e}{x}}{2} e^{-j(\beta_e - x)z}; \quad Zi(x) = \frac{j(\beta_e - x)[\cos \beta z - e^{-j(\beta_e - x)z}] + \beta \sin \beta z}{\beta^2 - (\beta_e - x)^2};$$

$$Zv(x) = \frac{j(\beta_e - x)[\cos \beta z - e^{-j(\beta_e - x)z}] + \beta \sin \beta z}{\beta^2 - (\beta_e - x)^2}; \quad Z(x) = \frac{\beta_e - x}{\beta^2 - (\beta_e - x)^2};$$

$$Zg_0(x) = Z(x) \left\{ A(x) \left[\text{Im}(i_{\approx 0}) + \rho_0 \frac{\beta_e}{x} \text{Im}(v_{\approx 0}) \right] + B(x) \left[\text{Re}(i_{\approx 0}) + \rho_0 \frac{\beta_e}{x} \text{Re}(v_{\approx 0}) \right] \right\};$$

$$Zg(x) = Z^2(x) A(x); \quad A(x) = \left(1 - \cos \pi m \cos \pi m \frac{\beta_e - x}{\beta} \right); \quad B(x) = \cos \pi m \sin \pi m \frac{\beta_e - x}{\beta};$$

$$Zb_0(x) = Z(x) \left\{ A(x) \left[\text{Re}(i_{\approx 0}) + \rho_0 \frac{\beta_e}{x} \text{Re}(v_{\approx 0}) \right] + B(x) \left[\text{Im}(i_{\approx 0}) + \rho_0 \frac{\beta_e}{x} \text{Im}(v_{\approx 0}) \right] \right\};$$

$m = \beta L / \pi$, $m = 1, 2, 3, \dots$ - число половолн, укладываемых на длине РР.

VI. Список литературы

1. Chodorov M., Wessel-Berg T. A high efficiencies klystron with distributed interaction. IRE Trans. San 1961. Vol ED-8. pp. 44-55.
2. Хаби В.С. Взаимодействие электронов с полем распределенных резонаторов. Электронная техника. сер: Электроника СВЧ. № 10. 1966. с. 3-18.
3. Gold H. Kinematic elektron bunching by sinusoidal travelling and standing waves in short interaction regions. J. of Electr. & control. 1957.v.11 №6.pp.529-567.
5. Priest D.H., Leinding W.I. A two cavity extended interaction klystron yielding 65% efficiency. IEEE Trans. 1964. vol ED-11. №8. p. 369.
6. Силин Р.А., Сазонов В.Д. Замедляющие системы. М. Радио и связь. 1966.
7. Шевчик В.Н., Трубецков Д.И. Аналитические методы расчета в электронике СВЧ. М. Сов. радио. 1970.

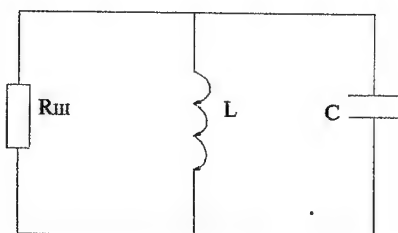


Рис 1а

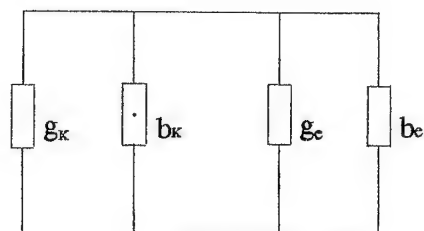
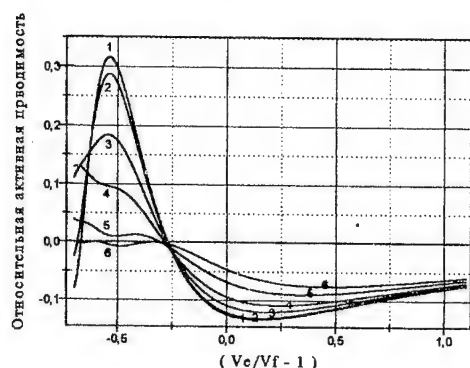


Рис 1б

Зависимость относительной активной проводимости электронного пучка в распределенном резонаторе от отношения скорости пучка к фазовой скорости при различных токах пучка $m=1$



1 - $\omega_b/\omega=0.3$; 2 - $\omega_b/\omega=1$; 3 - $\omega_b/\omega=2$;
4 - $\omega_b/\omega=3$; 5 - $\omega_b/\omega=4$; 6 - $\omega_b/\omega=5$

Рис. 2

Зависимость относительной активной проводимости электронного пучка в распределенном резонаторе в зависимости от отношения скорости пучка и фазовой скорости при различных длинах резонатора.

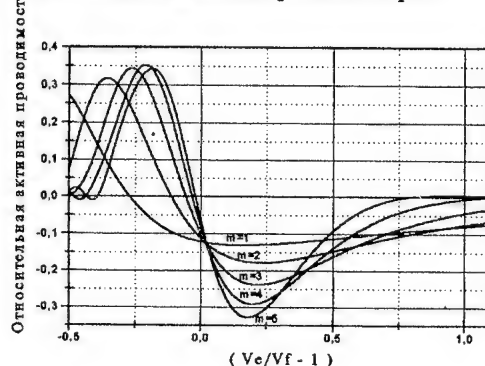


Рис. 3

Зависимость стартового тока самовозбуждения спирального резонатора от соотношения скорости пучка и фазовой скорости при различных длинах резонатора.

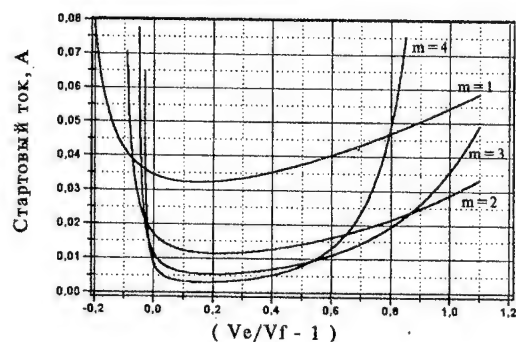


Рис. 4

GENERATION CONDITIONS OF RF WAVES IN HELIX DISTRIBUTED RESONATOR

Lipatov A.F., Profe V.B.
RFNC - RSRIEP
Sarov-607190, Russia
E-mail profe@CB2.RFNC.NNOV.RU

Conditions of occurrence of RF-generation and main parameters of a mode of this generation in a distributed resonator on the base of a section of helix waveguide, dived through by electron beam, are considered. A starting current of generation, phase conditions of self-excitations, amplitude of RF waves in stationary mode in the resonator and electron efficiency of a similar generations are determined.

Теория электромагнитного поля и распространение радиоволн

Field Theory & Microwave Propagation

РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ, РАСПОЛОЖЕННЫХ ПОД МНОГОСЛОЙНЫМИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ УКРЫТИЯМИ РАЗЛИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИИ В.В. Бодров, И.В. Суркова, В.И. Сурков.....	365
THE CALCULATION OF ENERGY CHARACTERISTICS OF RADIATORS UNDER MULTILAYERED DIELECTRIC RANDOMS WITH VARIOUS GEOMETRY V.V. Bodrov, I.V. Sourkova, V.I. Sourkov	
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СВЧ-ЭНЕРГИИ В ТЕПЛО ДЛЯ НАГРЕВА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЫ О.В. Чернова, В.В. Бодров.....	370
A MATHEMATICAL MODEL OF THE SYSTEM FOR TRANSFORMATION OF THE MICROWAVE FIELD IN THE HEAT TO WARM DIELECTRIC PLATE O.V. Chernova, V.V. Bodrov	
ДИФРАКЦИЯ КОРОТКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ЩЕЛИ А.М. Лерер, Ю.М. Нойкин, С.М. Цветковская.....	375
NARROW ELECTROMAGNETIC PULSE DIFFRACTION BY SLOT A.M. Lerer, Yu.M. Noykin, S.M. Tsvetkovskaya	
The problem is reduced to the solution of integral and integro-differential equations. To solve these equations the using of Galerkin method both with respect to space coordinate x and with respect to time t , is proposed. On x the basic functions are chosen in the terms of weighted Chebyshev polynomials which describe correctly behaviour of electromagnetic fields near to metal edges. On t the basic functions are chosen in the terms of weighted Hermite polynomials. The using of Galerkin method leads to the solving of sets of linear algebraic equations (SLAE) of the second kind with fast convergence. All matrix elements of SLAE are obtained in an analytical form. Due to that computation on personal computer takes fractions of a second. The work contains computed results of fields diffracted by a slot for EMP with a duration up to two picoseconds. The solution of these key problems permits to construct effective numerical-analytical algorithms of mathematical modelling of EMP diffraction by complex cylinders with edges, by numerous discontinuities in rectangular waveguides, as well as EMP distribution in planar transmission lines.	
ИССЛЕДОВАНИЕ СЛОЖНЫХ ВОЛНОВЕДУЩИХ СТРУКТУР МЕТОДОМ ПОЛУОБРАЩЕНИЯ И.В. Донец, А.М. Лерер, С.М. Цветковская.....	380
RESEARCH OF MICROWAVE COMPLEX WAVEGUIDE STRUCTURES BY A METHOD OF THE SEMI-INVERSION I.V. Donets, A.M. Lerer, S.M. Tsvetkovskaya	
In this work the new rigorous electrodynamic method of the analysis of microwave structures with non-coordinate cross-section form is developed. The method is based on an inversion of the main singular part of an operator equation. It is reached using the Galerkin method with the basis functions being the eigenfunctions of the boundary value problem of electromagnetic waves diffraction by a circular cylinder. Wide class of microwave devices containing cylinders of complex cross section is analysed (the characteristics of elliptical, cross-shaped, rectangular with round edges, trapezoidal with curved slant cylinders which are used as a conductor of strip (non-symmetrical strip) lines, as inductive and capacitive diaphragms and posts in rectangular waveguide, as grounding posts in strip and microstrip lines and transitions between rectangular waveguides, are obtained). Cylinders are either perfectly conducting or impedant with linear or nonlinear impedance. The method is generalized on three-dimensional structures.	
МНОГОСЛОЙНЫЕ ПОГЛОЩАЮЩИЕ СТРУКТУРЫ О.С. Островский, А.С. Сорока, А.А. Шматько.....	384
MULTILAYER ABSORB STRUCTURES O. Ostrovsky, A. Soroka, A. Shmat'ko	

ОПЕРАТОРНЫЙ МЕТОД В ЗАДАЧЕ ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА ПОЛУБЕСКОНЕЧНОЙ СИСТЕМЕ ДИАФРАГМ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С.А. Погарский.....	387
OPERATOR METHOD IN PROBLEM OF EM WAVES DIFFRACTION ON SEMI-INFINITE DIAPHRAGMS SYSTEM IN RECTANGULAR WAVEGUIDE S.A. Pogarsky	
ВОЗБУЖДЕНИЕ МНОГОМОДОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН С.А. Погарский, А.А. Звягинцев, И.И. Сапрыкин, Е.А. Шаулов, Б.Д. Труфанов.....	390
MULTIMODE MICROWAVE RESONATORS EXCITING S.A. Pogarsky, A.A. Zvjagintsev, I.I. Saprykin, E.A. Shaulov, B.D. Trufanov	
ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ВОЛНОВОДНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ В РЕШЕТКЕ, РАСПОЛОЖЕННОЙ НА ГРАНИ БЕСКОНЕЧНОГО КЛИНА Е.М. Привалов.....	393
INTERACTION OF WAVEGUIDE RADIATORS IN THE GRATING DISPOSED ON THE SIDE OF INFINITE WEDGE E.M. Privalov	
ИССЛЕДОВАНИЯ ПОЛЕЙ ВБЛИЗИ КАУСТИКИ И.П. Козлов.....	395
NEAR CAUSTIC FIELDS INVESTIGATIONS I.P. Kozlov	
ВОЗМУЩЕНИЯ В СРЕДНЕШИРОТНОЙ D-ОБЛАСТИ ИОНОСФЕРЫ ВО ВРЕМЯ МАГНИТНЫХ БУРЬ И СОЛНЕЧНЫХ ВСПЫШЕК А.М. Гоков, О.Ф. Тырнов.....	398
DISTURBANCES IN MIDMULTITUDINAL IONOSPHERIC D-REGION DURING MAGNETIC STORMS AND SOLAR FLARES A.M. Gokov, O.F. Tyrnov	
ФЛУКТУАЦИИ ТЕМПЕРАТУРЫ АНТЕННЫ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ ВСПЛЕСКАМИ ДЕЦИМЕТРОВОГО СПОРАДИЧЕСКОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ СРЕДНЕШИРОТНОЙ ИОНОСФЕРЫ И.И. Капанин, В.Т. Розуменко, О.Ф. Тырнов.....	401
ANTENNA TEMPERATURE FLUCTUATIONS DUE TO SPORADIC BURSTS OF DECIMETER RADIO EMISSION FROM THE MIDLATITUDE IONOSPHERE I.I. Kapanin, V.T. Rozumenko, O.F. Tyrnov	
ДИСПЕРСИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В НЕОДНОРОДНЫХ ПЛАЗМЕННЫХ СРЕДАХ О.В. Лазоренко, Л.Ф. Черногор.....	404
DISPERSIVE DISTORSION OF HIGH-FREQUENCY ULTRAWIREBAND SIGNALS IN HETEROGENEOUS PLASMA MEDIUM O.V. Lazorenko, L.F. Chernogor	
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ ЕСТЕСТВЕННОГО И ИСКУССТВЕННОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ В ОКОЛОЗЕМНОМ КОСМИЧЕСКОМ ПРОСТРАНСТВЕ О.В. Лазоренко, Л.Ф. Черногор.....	407
NATURAL AND ARTIFICIAL ULTRAWIREBAND SIGNALS IN NEAR-TO-EARTH SPACE O.V. Lazorenko, L.F. Chernogor	

Recently the interests to analyzing of physical processes, leading to a generation of signals having ultrawide spectra have increased. This is caused by creation of analyzing methods and by the increasing of numerical experiment capabilities. Meteor fluxes which, entering the Earth's ionosphere, create geomagnetic field oscillations; the electromagnetic radiation created by thunderstorms and propagated as whistlers in the ionosphere and magnetosphere, and other factors can be considered as the examples of the discussed phenomena. A general peculiarity of such signals propagation is their dispersion distorsion. The results of numerical calculations of electromagnetic and infrasonic signal dispersion distorsions using our specific software were described in this paper.

РАСЧЕТ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ, РАСПОЛОЖЕННЫХ ПОД МНОГОСЛОЙНЫМИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ УКРЫТИЯМИ РАЗЛИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИИ

*В.В.Бодров, И.В.Суркова, В.И.Сурков
Московский Энергетический институт (Технический Университет)
111250 Москва
Красноказарменная, 14, АУ и РРВ МЭИ. Факс 095-362-89-38*

АННОТАЦИЯ

В различных областях радиоэлектроники, в частности, в радиолокации возникает задача адекватного описания взаимодействия электромагнитного излучателя с диэлектрическим телом. Работа посвящена созданию математической модели излучения антенн с учетом влияния многослойных диэлектрических укрытий плоской, сферической и цилиндрической формы. Используются методы расчета энергетических характеристик, основанные на разработанном ранее строгом электродинамическом решении граничных задач с адекватным описанием процессов поглощения, отражения и дифракции в системе излучатель - диэлектрическое тело. Особенностью предлагаемого метода является рассмотрение не только полей, но и потоков энергии через границу раздела диэлектрических сред, что позволяет дать эффективное для расчетов представление таких характеристик как сопротивление излучения, КПД и мощности, выделяемой в нагрузку.

I. ВВЕДЕНИЕ

При расположении излучателей рядом с диэлектрическим телом возникает не только хорошо исследованная задача расчета влияния диэлектрического тела на диаграмму направленности, но и задача расчета его влияния на сопротивление излучения и входное сопротивление. Если последняя задача требует довольно больших вычислительных затрат, то оценка влияния диэлектрического тела на сопротивление излучения, а также расчет потерь в диэлектрическом теле может быть проведен по заданному распределению токов, опираясь на точное решение соответствующей граничной задачи. Ниже приводится методика расчета указанных характеристик для плоскостной, цилиндрической и сферической слоистой сред с потерями. Используется единый подход, при котором по координате параллельной к границе раздела используется представление Фурье, а по нормальной - представление Коши. Расчет необходимых потоков мощности осуществляется не через составляющие поля, а через их спектры, что позволяет в явной форме записать окончательное выражение.

II. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

На Рис. 1-3 изображена геометрия рассматриваемых задач. Сторонние источники $J^{э,м}$ расположены под диэлектрическими слоями соответственно плоской, цилиндрической и сферической формы. Будем интересоваться потоками мощности через сечения Z_i , r_i и R_i :

$$P_n = \iint_S P_n ds \quad (1)$$

1. РАСЧЕТ ПОТОКА МОЩНОСТИ В ПЛОСКОСЛОИСТОЙ СТРУКТУРЕ.

Запишем Z-ую составляющую вектора Пойтинга :

$$P_z = 1/2 \operatorname{Re} [E_x H_y^* - E_y H_x^*] \quad (2)$$

Подставляя в (1) и (2) известное разложение составляющих полей в интеграл Фурье по координатам X, Y [1] и меняя порядок интегрирования можно вычислить интегралы по этим координатам. При этом в выражении для потока мощности вместо составляющих полей будут содержаться их спектры $e_{x,y}$ и $h_{x,y}$:

$$P_z = 2\pi^2 \operatorname{Re} \iint_{\xi, \eta} (e_x h_y^* - e_y h_x^*) d\xi d\eta \quad (3)$$

Выражая спектры полей через обобщенные токи и напряжения [2] получим:

$$P_z = 2\pi^2 \operatorname{Re} \iint_{\xi, \eta} k^2 (U^\beta I^\beta + U^M I^{M*}) d\xi d\eta \quad (4), \text{ где } k^2 = \eta^2 + \xi^2$$

Формула (4) позволяет рассчитывать потоки мощности в любом сечении Z_i .

Видно, что вклад в результирующий поток вносят как электрическое поле (1-ое слагаемое), так и магнитное (2-е слагаемое).

Рассмотрим поток мощности через сечение Z_1 Рис.1 для двух случаев : $k < k_0$, $k > k_0$.

Решение для U^β , J^β в рассматриваемой области запишется [2]:

$$U^\beta = U_n^\beta (e^{-\gamma z} + \rho^\beta e^{\gamma z}), \text{ где } \rho^\beta - \text{коэффициент отражения, } \gamma^2 = k^2 - k_0^2.$$

$$J^\beta = U^\beta / W^\beta, \text{ где } W^\beta - \text{волновое сопротивление среды, } \beta = \text{э, м.}$$

1) $k < k_0$, $\gamma = i h$ - мнимая величина, W^β - действительная

$$P_z = 2\pi^2 \iint_{\xi, \eta} [k^2 \frac{|U_n^\beta|^2}{W^\beta} (1 - |\rho^\beta|^2) + \frac{|U_n^M|^2}{W^M} (1 - |\rho^M|^2)] d\xi d\eta \quad (5)$$

2) $k > k_0$, γ - действительная величина, $W^\beta = iX^\beta$ - мнимая величина.

$$P_z = 4\pi^2 \iint_{\xi, \eta} [k^2 \frac{|U_n^\beta|^2}{X^\beta} \operatorname{Im}(\rho^\beta) + \frac{|U_n^M|^2}{X^M} \operatorname{Im}(\rho^M)] d\xi d\eta \quad (6)$$

Неизвестные коэффициенты U_n определяются хорошо известными методами по заданным токам, они не зависят от координаты Z, следовательно, и поток мощности через поверхность, проходящую по среде без потерь, не зависит от координаты Z.

2. РАСЧЕТ ПОТОКА МОЩНОСТИ В ЦИЛИНДРИЧЕСКИ СЛОИСТОЙ СТРУКТУРЕ.

В цилиндрическом случае нас интересует r-ая составляющая вектора Пойтинга:

$$P_r = 1/2 \operatorname{Re} [E_\phi H_z^* - E_z H_\phi^*] \quad (7)$$

Подставляя в (1) и (7) известное разложение составляющих полей в интеграл Фурье по координате Z и в ряд Фурье по координате ϕ [1] и используя теорему Планшереля [4], вместо интеграла от произведения комплексно-сопряженных функций в пространственной области получим интеграл от произведения спектров этих функций. В полученном выражении для потока мощности P_r будут содержаться спектры $e_{\phi,z}$ и $h_{\phi,z}$ составляющих полей:

$$P_z = 2\pi^2 \operatorname{Re} \sum_n \int_\chi (e_{\phi n} h_{zn}^* - e_{zn} h_{\phi n}^*) r d\chi \quad (8)$$

Учитывая связь между спектральными составляющими полей [2], выразим e_ϕ и h_ϕ через e_z и h_z :

$$P_z = 2\pi^2 \operatorname{Re} \sum_n \int_\chi \frac{ik}{\gamma} \left(W \frac{dh_{zn}}{dr} h_{zn}^* - \frac{1}{W} \frac{de_{zn}}{dr} e_{zn}^* \right) r d\chi \quad (9),$$

где $\gamma^2 = k^2 - \chi^2$, $W = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ - волновое сопротивление.

Рассмотрим поток мощности через сечение r_1 Рис.2. Решение дифференциального уравнения для e_z и h_z спектральных плотностей компонент поля внутри цилиндрического слоя запишется [2]:

$$\begin{cases} h_{zn} = J_n H_n^{(2)}(\gamma r) + J_o H_n^{(1)}(\gamma r) \\ e_{zn} = U_n H_n^{(2)}(\gamma r) + U_o H_n^{(1)}(\gamma r) \end{cases} \quad (10),$$

где $J_{n,o}$ и $U_{n,o}$ - известные из решения граничной задачи коэффициенты, не зависящие от координаты r , $H_n^{(1),(2)}$ - функции Ханкеля 1-ого и 2-ого рода.

Следует рассматривать два случая: $|\chi| < k$, $|\chi| > k$.

1) $|\chi| < k$, γ - действительная величина.

Рассматривая отдельно два слагаемых в выражении (9) и подставляя в них записанные выше решения для спектров e_z и h_z , после ряда преобразований можно получить:

$$P_z = 4\pi k \sum_n \int_{\chi} \frac{1}{2} \left(W(|J_n|^2 - |J_o|^2) + \frac{1}{W}(|U_n|^2 - |U_o|^2) \right) d\chi \quad (11)$$

2) $|\chi| > k$, $\gamma = -i h$ - мнимая величина, поэтому аргумент функций Ханкеля становится мнимым и следует перейти к модифицированным функциям Бесселя K_n и I_n . При этом решения дифференциального уравнения для спектров e_z и h_z (11) запишутся:

$$\begin{cases} h_{zn} = 2(i)^n \left[\frac{i}{\pi} (J_n - J_o) K_n(\gamma r) + (-1)^n J_o I_n(\gamma r) \right] \\ e_{zn} = 2(i)^n \left[\frac{i}{\pi} (U_n - U_o) K_n(\gamma r) + (-1)^n U_o I_n(\gamma r) \right] \end{cases} \quad (12)$$

Подставляя эти решения в выражение (10) и производя несложные преобразования, получим:

$$P_z = 8\pi \sum_n \int_{\chi} (-1)^n \frac{k}{\gamma^2} \left(W R_{Hn} + \frac{1}{W} R_{En} \right) d\chi \quad (13),$$

где введено обозначение

$$R_{En} = \text{Re} \left[U_o^* (U_n - U_o) \right]; R_{Hn} = \text{Re} \left[J_o^* (J_n - J_o) \right] \quad - \text{сопротивление излучения}$$

соответственно для полей типа Е и Н.

Из формул (11), (13) следует, что поток мощности через поверхность, проходящую по среде без потерь, не зависит от координаты r .

3. РАСЧЕТ ПОТОКА МОЩНОСТИ В СФЕРИЧЕСКИ- СЛОИСТОЙ СТРУКТУРЕ.

Поток электромагнитной энергии через сферу радиуса R находится по формуле (1) с учетом выражения для R -ой составляющей вектора Пойтинга:

$$P_R = 1/2 \text{Re} [E_\theta H_\phi^* - E_\phi H_\theta^*] \quad (14)$$

Если, как это сделано в [3], ввести скалярные потенциалы $\Phi^{\text{Э,М}}$ и $\Psi^{\text{Э,М}}$ и учесть, что они выражаются рядами по собственным функциям $T_{nm} = e^{-im\phi} P_n^m(\cos\theta)$, то тангенциальные компоненты поля выражаются через спектры введенных потенциалов:

$$\begin{cases} E_\tau = \frac{1}{R} \left(\sum_{n,m} U_{nm}^{\text{Э}} \bar{I}_{nm} + \sum_{n,m} U_{nm}^{\text{М}} \bar{\tau}_{nm} \right) \\ H_\tau = \frac{1}{R} \left(\sum_{n,m} J_{nm}^{\text{Э}} \bar{I}_{nm} + \sum_{n,m} J_{nm}^{\text{М}} \bar{\tau}_{nm} \right) \end{cases} \quad (15),$$

\bar{I}_{nm} и $\bar{\tau}_{nm}$ образуют полную ортогональную систему собственных векторных функций [5]

и имеют вид:

$$\begin{cases} \bar{r}_{nm} = \frac{dT_{nm}}{d\theta} \bar{\theta}_o + \frac{1}{\sin\theta} \frac{dT_{nm}}{d\varphi} \bar{\varphi}_o \\ \bar{\tau}_{nm} = \frac{1}{\sin\theta} \frac{dT_{nm}}{d\varphi} \bar{\theta}_o - \frac{dT_{nm}}{d\theta} \bar{\varphi}_o \end{cases} \quad (16),$$

где $\bar{\theta}_o$ и $\bar{\varphi}_o$ - единичные орты в сферической системе координат. После подстановки (16) в (14) с учетом свойств ортогональности векторных функций [5] можно получить:

$$P_R = 2\pi \operatorname{Re} \sum_{nm} i Q_{nm} \left(W \frac{dJ_{nm}^{\mathcal{I}}}{d\rho} J_{nm}^{\mathcal{I}*} - \frac{1}{W} \frac{dU_{nm}^M}{d\rho} U_{nm}^M \right) \quad (17), \text{ где } Q_{nm} = \frac{n(n-1)(n+m)!}{2n+1(n-m)!}$$

$\rho = kR$, k - волновое число, W - волновое сопротивление среды.

Как и в предыдущих главах, рассматриваем случай, когда сферическая поверхность, через которую проходит поток энергии расположена в области, где существует отраженная волна (Рис.3). Решение дифференциального уравнения для обобщенных токов и напряжений здесь будет иметь вид [4]:

$$\begin{cases} U_{nm} = \bar{U}_{\Pi} \xi_n(\rho) + \bar{U}_o \eta(\rho) \\ J_{nm} = \bar{J}_{\Pi} \xi_n(\rho) + \bar{J}_o \eta(\rho) \end{cases} \quad (18),$$

где $\bar{U}_{\Pi, o}$ и $\bar{J}_{\Pi, o}$ - амплитуды, которые находятся из решения соответствующей граничной задачи по заданным токам, ξ_n и η_n - сферические функции [5].

Подставляя (18) в (17) и производя несложные преобразования, получим:

$$P_R = 2\pi \sum_{nm} Q_{nm} \left\{ W |\bar{J}_{\Pi}|^2 + \frac{1}{W} |\bar{U}_{\Pi}|^2 - W |\bar{J}_o|^2 - \frac{1}{W} |\bar{U}_o|^2 \right\} \quad (19)$$

Из анализа выражения (19) следует, что, как и в случае плоскостойкой и цилиндрически стойкой сред, переносимая энергия не зависит от расстояния R в среде без потерь.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основное достоинство предлагаемой методики состоит в том, что она позволяет определять как потоки мощности в сторону поглощающей нагрузки, так и мощность излучения и мощность потерь в диэлектрике, что, в свою очередь, позволяет рассчитать суммарное активное сопротивление и коэффициент полезного действия (КПД). К преимуществам методики следует также отнести тот факт, что она позволяет использовать результаты из классических решений соответствующих граничных задач [1].

IV. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Л. Фелсен, Н. Маркувиц Излучение и рассеяние волн /Пер. с англ. Под ред. Левина М.Л./М.:Мир, 1978, т.2, 555 с.
2. В.В. Бодров, В.И. Сурков Математическое моделирование устройств СВЧ и антенн, М. Изд-во МЭИ. 1994.
3. В.В. Бодров, И.В. Суркова Влияние многослойного цилиндрического укрытия на ДН антенной решетки, произвольно расположенной по отношению к укрытию // Радиотехника и электроника, 1995, т.40, №5.
4. V.V. Bodrov, I.V. Sourkova The effect of multilayered dielectric radomes with different shapes on the amplitude and phase characteristics of antennas with planar aperture// Proc. URSI Int. Symp. EMT'95. St. Petersburg May 1995, p.391 - 393.
5. Дж.А. Стреттон Теория электромагнетизма, ОГИЗ-Гостехиздат. 1948.

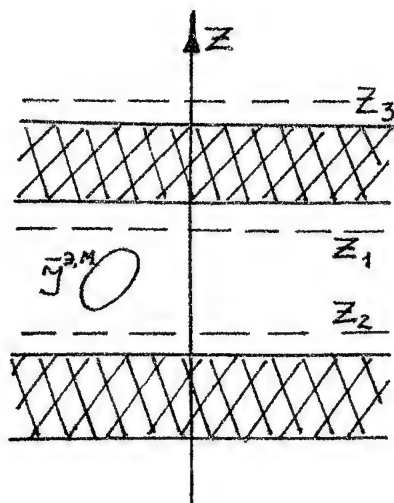


Рис. 1

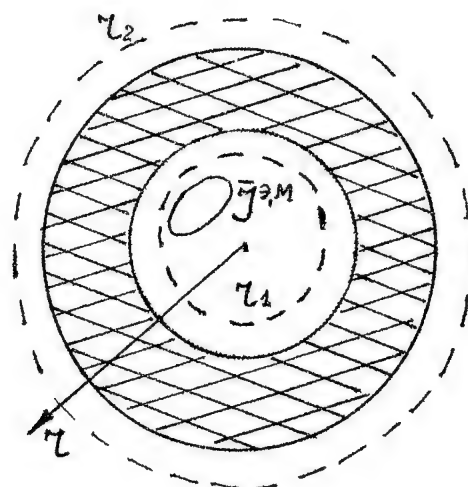


Рис. 2

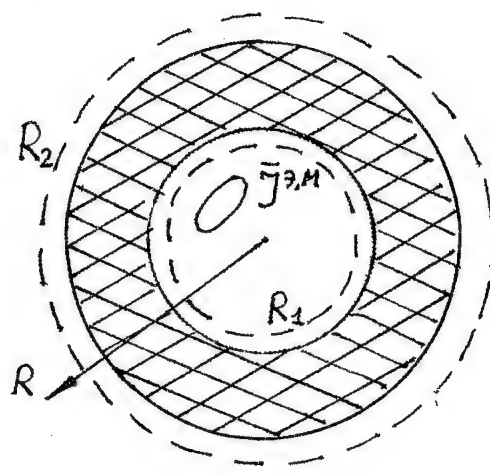


Рис. 3

THE CALCULATION OF ENERGY CHARACTERISTICS OF RADIATORS LOCATED UNDER MULTILAYERED DIELECTRIC RANDOMS OF VARIOUS GEOMETRY

Bodrov V.V., Sourkova I.V., Sourkov V.I.
Moscow Power Engineering Institute (Technical University)
14 Krasnokazarmennaya St., Moscow-111250, Russia
fax 095-362-89-38

A problem of adequate description of electromagnetic radiator interaction with dielectric body arises in a number of radioelectronic branches and, in particular, in radar technics. The mathematical model elaboration for the antenna radiation taking into account the influence of multilayered randoms with plane, spheric and cylindric geometry is considered. Methods of energy characteristics based on rigorous electrodynamic boundary problems solution with adequate description of absorption, reflection and diffraction processes in the system "radiator-dielectric body" are used. The peculiarity of the presented method is consideration of energy flows through dielectric media boundary in addition to the field components. This procedure allows to get convenient representation of antenna radiation resistance, efficiency and power of thermal losses in a load.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СВЧ ЭНЕРГИИ В ТЕПЛО ДЛЯ НАГРЕВА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЫ

О. В. Чернова, В. В. Бодров

Московский Энергетический институт (Технический Университет)

111250, Москва, Красноказарменная, 14, АУ и РРВ МЭИ.

Факс 095-362-89-38

Аннотация

В данном докладе рассматривается математическая модель двумерного устройства, работающего в СВЧ диапазоне и предназначенного для нагревания плоского слоя диэлектрика. Кратко описан метод, использованный для нахождения электромагнитных полей в рассматриваемой системе. Приведены некоторые результаты расчета при разных поляризациях падающего поля.

I. Введение

Рассматриваемая в докладе математическая модель СВЧ преобразователя электромагнитной энергии в тепловую, на практике может быть предназначена, главным образом, для нагрева любых материалов, обладающих свойствами диэлектрика. Например, система может служить для просушки древесины, нагревания жидкостей до нужной температуры и т.д. На самом деле, целесообразно использовать ряд подобных нагревательных камер, соединенных друг с другом последовательно.

II. Основная часть

Описанная в данном докладе модель для трансформации СВЧ энергии в тепловую показана на рис. 1. Модель включает в себя основную камеру, представляющую собой прямоугольный волновод с идеально проводящими металлическими стенками, содержащий вставку в виде однородной диэлектрической пластины с потерями с заданной комплексной диэлектрической проницаемостью. Основная задача состоит в равномерном и эффективном нагреве этой вставки.

СВЧ энергия поступает в нагревательную камеру по питающим волноводам, присоединенным к ее основанию. Возбуждение осуществляется плоским полем с двумя типами поляризаций: поперечной, т. е. вектор электрического поля имеет составляющую E_y и продольной с составляющей E_x .

В системе также предусмотрены технологические отверстия в боковых экранированных стенках, служащие для ввода-вывода диэлектрической пластины. Наличие этих отверстий ведет к необходимости разработки методов учета и подавления паразитного поля излучения.

Решение поставленной электродинамической задачи осуществлялось методом деления системы на простые области путем замены всех отверстий двумя противофазными листами поверхностного магнитного тока с металлической пленкой между ними. Плотность распределения этого магнитного тока определяется полем E в отверстиях:

$$J_{\text{магн.}} = [E * n] \quad (1)$$

где n - нормаль к поверхности экрана, направленная в одну или другую области относительно щели.

Таким образом, был получен ряд простых областей, в том числе структур с плоскостойким заполнением. В этих областях электромагнитные поля возбуждаются сторонними источниками в виде магнитных токов. Распределение этих магнитных токов представляли в виде δ -образной функции в одном направлении и суммы гармонических функций в другом. Например, для источника, связывающего питающий волновод и камеру плотность распределения тока определяется в зависимости от поляризации поля \mathbf{E} в отверстии, так для поперечной поляризации:

$$J_x^M(x, y, z) = \delta(z) \sum_m A_m \cos\left(\frac{m\pi}{l'_2 - l'_1}(y - l'_1)\right) \quad (2)$$

для продольной:

$$J_y^M(x, y, z) = \delta(z) \sum_m A_m \sin\left(\frac{m\pi}{l'_2 - l'_1}(y - l'_1)\right) \quad (3)$$

где A_m - неизвестные амплитуды гармоник тока,

l'_1 и l'_2 - координаты диафрагмы между возбуждающим и основным волноводами.

Количество гармоник выбирается в зависимости от желаемой точности решения задачи.

Таким образом, основная задача состояла в нахождении электромагнитных полей, созданных сторонними источниками магнитного тока в структурах с плоскостойким заполнением, которыми являются основная нагревательная камера, технологические ответвления, а также области за пределами системы. Для решения этой задачи в уравнения Максвелла были введены потенциалы Дебая, что позволило получить две независимые системы, отдельно описывающие поля типа \mathbf{E} и типа \mathbf{H} . В этих системах все величины, а именно, поля, потенциалы Дебая и функции распределения сторонних источников были представлены в виде интегралов Фурье по переменной x и рядов по переменной y . Т. е. все величины рассматривались в виде их спектров, например:

$$E_x(x, y, z) = \int \sum_{\kappa_1, \kappa_n} \varepsilon_x(\kappa_1, \kappa_n, z) e^{-i\kappa_1 x} * \sin(\kappa_n y) \quad (4)$$

$$\phi^E(x, y, z) = \int \sum_{\kappa_1, \kappa_n} U^E(\kappa_1, \kappa_n, z) e^{-i\kappa_1 z} * \sin(\kappa_n y) \quad (5)$$

где $\varepsilon_x(\kappa_1, \kappa_n, z)$ - спектр поля E_x ,

$\phi^E(x, y, z)$ - потенциал Дебая,

$U^E(\kappa_1, \kappa_n, z)$ - спектр потенциала Дебая, играющий роль напряжения в эквивалентной длинной линии,

$$\kappa_n = \frac{n\pi}{a}.$$

Здесь речь идет о спектрах величин, описывающих поля внутри волноводов. Естественно, что области за пределами системы, где диэлектрик находится в

свободном пространстве соответствующие разложения представляют собой двойные интегралы.

Спектры потенциалов Дебая определяют поперечные относительно оси Z компоненты поля и связаны с переносом энергии вдоль этой оси, следовательно они могут быть интерпретированы как напряжения и токи длинной линии. Решив системы уравнений для токов и напряжений, и выражая через них спектры компонент электромагнитных полей обратным преобразованием Фурье находим все интересующие нас поля.

Дальнейшее решение состояло в составлении интегрального уравнения и его решения методом Галеркина. Причем в качестве базисных функций использовались функции (2), (3). По найденным таким образом распределениям магнитных токов мы смогли рассчитать все интересующие нас характеристики системы.

Одной из важнейших характеристик описываемой модели является коэффициент отражения от раскрытов питающих волноводов. Данный параметр показывает эффективность прохождения СВЧ мощности в нагревательную камеру. В задаче исследовались зависимости коэффициента отражения от геометрических параметров системы, а именно от l_1 и $l_3 - l_2$, т. е. расстояния от основания камеры до нижнего сечения диэлектрической пластины и от верхнего края диэлектрика до верхней стенки основного волновода. Выбор этих параметров объясняется возможностью изменения их на практике путем создания верхней и нижней частей волновода в виде передвигающихся вверх и вниз поршней относительно диэлектрического слоя. Были проведены расчеты для пяти гармоник возбуждающих токов. Все объемы не содержащие диэлектрика считаются заполненными вакуумом $\epsilon = (1, i0)$. На рис. 2а для системы с

параметрами $a = 0.75\lambda$, $b = 3.1\lambda$, $l_2 - l_1 = 0.25\lambda$, $\Delta = 0.1\lambda$
 $\Delta' = 0.025\lambda$, $\epsilon = (3, -i)$, которая возбуждалась полем с поперечной поляризацией с помощью трех питающих волноводов одинакового размера Δ , располагающихся равномерно по основанию камеры, как показано на рис. 1 (при этом диафрагмы в возбуждающих щелях отсутствовали, т. е. $\Delta = l'_2 - l'_1$) изображены зависимости квадрата модуля среднего по всем возбуждающим волноводам коэффициента отражения от расстояний l_1 и $l_3 - l_2$. По графикам видно, что система оказалась согласованной при следующих параметрах $l_1 = 0.44\lambda$, $l_3 - l_2 = 0.2\lambda$.

Для другого типа возбуждения, с параметрами системы $a = 2.2\lambda$, $\Delta = 0.6\lambda$, остальные характеристики те же, что и в предыдущем случае, квадрат модуля коэффициента отражения оказался близким к нулю при $l_1 = 0.48\lambda$
 $l_3 - l_2 = 0.45\lambda$ Что и подтверждает соответствующая зависимость на рис. 2б.

Созданная математическая модель позволяет проследить зависимости коэффициента отражения от любых геометрических размеров, а также от параметров диэлектрика.

В двух приведенных примерах рассматривалось по три возбуждающих волновода, расположенных равномерно по основанию камеры. Программа по расчету данного устройства позволяет выбирать произвольное количество и любое расположение источников, а также проанализировать при заданных условиях поведение поля E в диэлектрике. А именно, существует возможность

рассчитать зависимости функций $\left| \sum_n E_{\alpha n} \right|^2$ и $\sum_n |E_{\alpha n}|^2$ от координаты y , где

$\alpha = x, y, z$, а n - номер гармоники поля по y , что позволяет оценить равномерность поля в диэлектрическом материале и тем самым равномерность его нагрева.

Что касается технологических ответвлений, то их длина выбирается порядка нескольких длин волн для того, чтобы подавить вредное излучение во внешнее пространство. Выбранная в вышеупомянутых примерах длина $b = 3.1\lambda$ дала коэффициент прохождения мощности во внешнее пространство относительно суммарной падающей мощности порядка 10^{-5} и 10^{-16} соответственно. Вообще, если устройство возбуждается продольным полем, то нагревание происходит более эффективно, чем в случае поля, обладающего поперечной поляризацией, т. к. коэффициент прохождения в боковые ответвления ниже.

Надо отметить, что данную модель можно использовать не только как нагревательное устройство, если в качестве слоя использовать материал без потерь.

III. Заключение

Данная работа служит базовой для рассмотрения подобных СВЧ устройств, в частности, для рассмотрения реального трехмерного случая, где в качестве основной нагревательной камеры используется резонатор с конечной по всем координатам диэлектрической вставкой. Кроме того, в качестве диэлектрического слоя можно взять анизотропный материал. Отметим, что предложенный подход в задачах СВЧ-нагрева позволяет дать точную математическую модель и решить как проблему согласования, так и проблему минимизации паразитного излучения через устройство ввода-вывода.

IV. Список литературы

Бодров В.В., Сурков В.И. Математическое моделирование устройств СВЧ и антенн. М.: Издательство МЭИ, 1994.

A MATHEMATICAL MODEL OF THE SYSTEM FOR TRANSFORMATION OF THE MICROWAVE FIELD INTO THE HEAT FOR DIELECTRIC PLATE WARM

Chernova O.V., Bodrov V.V.

Moscow Power Engineering Institute (Technical University)

14 Krasnokazarmennaya St., Moscow-111250, Russia

fax 095-362-89-38

The mathematical model of the system for transformation of the microwave field energy into the heat evolving in the dielectric layer with given permittivity, is considered. The model consists of the rectangular metallic chamber with some power waveguides and two input-output structures for the dielectric plate which are necessary for the stray radiation reduction. The capacities reflected from the apertures of the power waveguides, segreted in the dielectric layer and radiated into the outer space, are calculated as the functions of all parameters of the problem. The method of minimization for the given level of reflection and radiation is considered. The calculations are based on exact solutions of the electrodynamic problem using integral equations for the magnetic currents in the holes and special representation of the Green function in the different domains. The results of calculations of the mentioned above characteristics for different polarization fields in the power waveguides are accounted as the functions of geometric parameters of the problem.

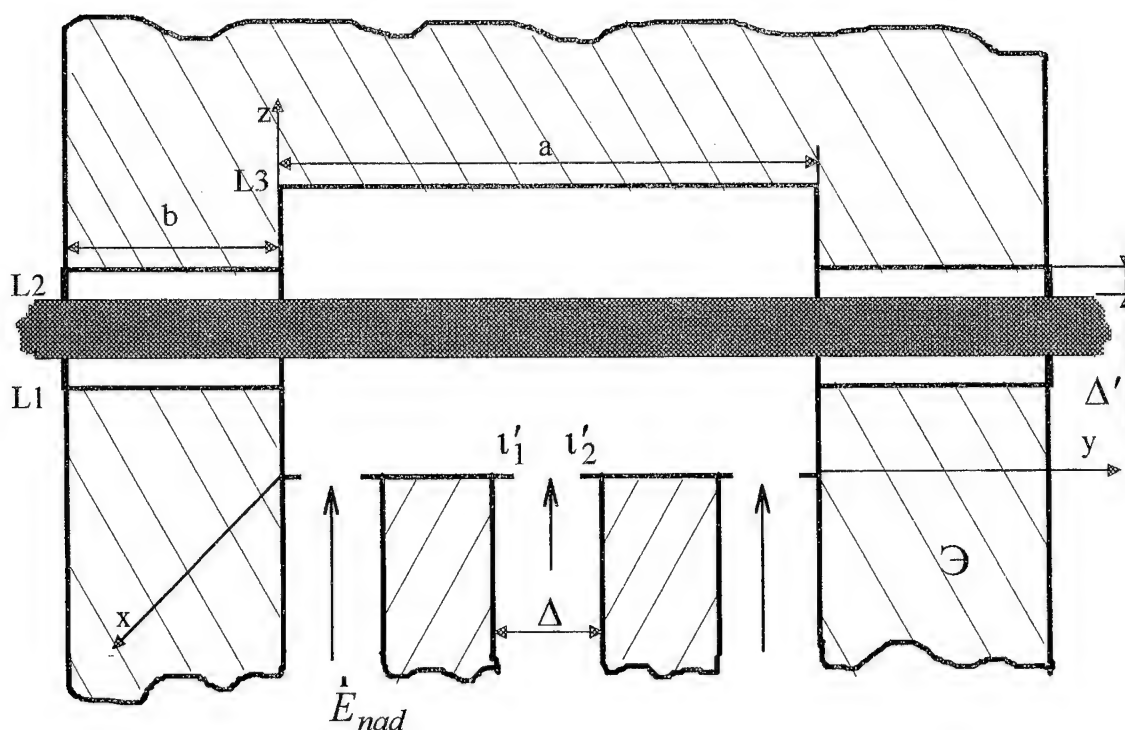


Рис. 1. Устройства преобразования СВЧ энергии в тепло (Э - экран).

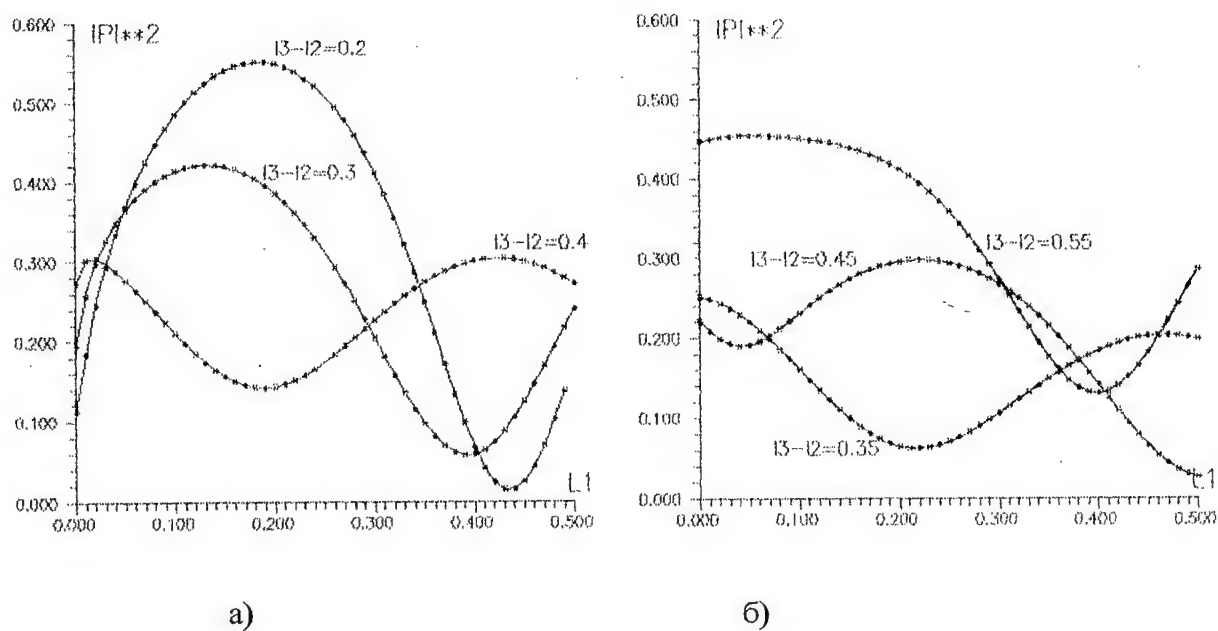


Рис. 2а, 2б. Зависимость квадрата модуля коэффициента отражения от геометрических параметров устройства при поперечной и продольной поляризациях падающего поля соответственно.

ДИФРАКЦИЯ КОРОТКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ЩЕЛИ

А.М. Лерер, Ю.М. Нойкин, С.М. Цветковская

Rostov State University, Institute of Physics, 194 Stachky street, 344090, Rostov-on-Don, Russia. Tel. (863)2280858. Fax (863)2285044., E-mail: lerer@riphys.rnd.su, lerer@phys.rnd.runnet.ru

Аннотация

В пространственно-временном представлении решены две ключевые задачи двумерной теории дифракции электромагнитных импульсов: дифракция на полосе (щели) и на цилиндре с произвольной формой образующей. Получены системы линейных алгебраических уравнений второго рода с быстрой сходимостью. Все матричные элементы систем представлены в аналитическом виде (для щели) либо в виде удобном для численного интегрирования (для цилиндра).

I. Введение

Пикосекундные электромагнитные импульсы (ЭМИ) имеют широкий спектр и поэтому перспективно их применение в радиолокации, измерительной технике (импульсная рефлектометрия широкополосных СВЧ цепей и измерение их S-параметров). Традиционный подход к решению задач распространения и дифракции ЭМИ основан на решении этих задач для монохроматической электромагнитной волны с последующим применением обратного преобразования Фурье[1]. Такой подход весьма плодотворен для длинных ЭМИ, но для пикосекундных сталкивается с рядом трудностей: резким увеличением объема вычислений, повышением требований к точности решения в спектральной области из-за накопления ошибок при переходе во временную область и т.д.. Поэтому перспективным, несмотря на большую математическую сложность, является решение уравнений Максвелла для СВЧ структур сразу во временной области. Основным математический метод, используемый в большинстве работ при решении уравнений Максвелла во временной области, конечно-разностный[2-4]. Этот метод имеет много достоинств, но его применение возможно только при наличии мощных ЭВМ.

При решении краевых задач электродинамики в спектральной области широко применяются различные численно-аналитические методы, основанные на решении интегральных уравнений (ИУ). Существуют различные модификации этих методов. Наиболее эффективные, на наш взгляд, содержат два основных этапа решения:

1) Выделяется ключевая структура и соответствующая ей краевая задача. Ключевая структура - это структура геометрически наиболее близкая к исследуемой, содержащая все основные их особенности. Например, для многочисленных задач дифракции на двухмерных металлических телах с ребрами, на неоднородностях в волноводах ключевой задачей может быть задача о дифракции на металлической полосе и на щели в металлическом экране.

2) Решение ключевой краевой задачи сводится к решению операторных уравнений, например, интегральных. При их решении используется регуляризация. Регуляризация учитывает аналитические свойства операторов.

Этот подход используется в настоящей работе во временной области.

В качестве первой ключевой задачи выбирается задача дифракции Е- и Н-поляризованных ЭМИ на металлической полосе или щели.

Для исследования дифракции ЭМИ на СВЧ структурах с гладким контуром поперечного сечения разработан метод, который является развитием на временную область метода полуобращения для обобщенных СВЧ структур [5]. Для данного класса структур ключевая задача - задача дифракции ЭМИ на круговом цилиндре.

II. Основная часть

Для получения интегральных уравнений в пространственно-временном представлении нужно к хорошо известным ИУ в пространственно-частотном представлении применить обратное преобразование Фурье по частоте. В результате получим:

Для Н - поляризованного импульса ($H_y(x, z, t) \neq 0$, $E_y = 0$)

$$(1) \quad \frac{1}{2\pi} \int_{-l}^l dx' \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{W}(x, \omega) \tilde{g}(x - x', \omega) \exp(i\omega t) d\omega = \frac{1}{2} H_y^0(x, 0, t)$$

где $\tilde{W}(x, \omega) = -i\omega \tilde{E}_x(x, 0, \omega)$, знак "~" означает Фурье-преобразование по времени t .

Для Е - поляризованного импульса ($E_y(x, z, t) \neq 0$, $H_y = 0$)

$$(2) \quad \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \frac{1}{2\pi} \int_{-l}^l dx' \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{W}(x, \omega) \tilde{g}(x - x', \omega) \exp(i\omega t) d\omega = \frac{1}{2} H_x^0(x, 0, t)$$

$$\tilde{W}(x, \omega) = \frac{i}{\omega \mu} \tilde{E}_y(x, 0, \omega).$$

В (1), (2) введены обозначения: $H_{x,y}^0$ - сумма полей падающей и зеркально отраженной волн, $\tilde{g}(x, \omega) = \tilde{G}(x, 0, \omega)$, \tilde{G} - функция Грина. Для данной задачи

$$(3) \quad \tilde{G}(x, z, \omega) = \begin{cases} -\frac{i}{2} H_0^{(2)}\left(\frac{\omega}{c} r\right) & \text{при } \omega \geq 0 \\ \frac{i}{2} H_0^{(1)}\left(\frac{\omega}{c} r\right) & \text{при } \omega < 0 \end{cases}$$

H_0^0 - функция Ханкеля, c - скорость света, $r = \sqrt{x^2 + z^2}$.

Применив к (1), (2) теорему о свертке, получим уравнения относительно $W(x, t)$, например из (1)

$$(4) \quad \frac{1}{\pi} \int_{-l}^l dx' \int_{-\infty}^{\tau} \frac{W(x', t') dt'}{\sqrt{(t - t')^2 - \left(\frac{x - x'}{c}\right)^2}} = \frac{1}{2} H_y^0(x, t),$$

где $\tau = t - |x - x'| / c$.

Будем использовать уравнения (1) и (2) с ядром (3), а не ИУ (4), т.к. это уменьшает объем математических преобразований.

Рассмотрим падение гауссового импульса. Для сокращения объема выкладок рассмотрим нормальное падение. Решение для наклонного падения не ничем принципиально не отличается. Полагаем, что

$$H^0(x, z, t) = \exp[-(t + \frac{z}{c})^2 / T^2] + \exp[-(t - \frac{z}{c})^2 / T^2],$$

где T - полуширина импульса.

Удобно перейти к безразмерным координатам $x \rightarrow x/l$, $z \rightarrow z/l$, $t \rightarrow t/T$. В уравнениях (1), (2) при этом нужно заменить l на 1, $c \rightarrow \kappa = cT/l$ - правые части умножить на T/l в (1) и на T в (2).

Решение (1) ищем в виде

$$(5) \quad W(x, t) = \frac{1}{\pi^{3/2}} \sum_{j=0}^{\infty} \bar{T}_{2j}(x) \sum_{p=0}^{\infty} X_{2j,p} (-1)^{\lfloor \frac{p}{2} \rfloor} \frac{1}{2^p} H_p(t) \exp(-t^2),$$

где $X_{2j,p}$ - неизвестные коэффициенты, $\bar{T}_{2j}(x) = T_{2j}(x) / \sqrt{1-x^2}$, T_{2j} , H_p - полиномы Чебышева пегового рода и Эрмита. Если угол падения отличен от $\pi/2$, то в (5) нужно заменить $2j \rightarrow j$.

Отметим основные этапы решения.

Применим к (5) преобразование Фурье, результат подставим в (1). Затем, в соответствии с методом Галеркина, обе части умножаем на $\bar{T}_{2m}(x)/\pi$ и интегрируем на $[-1, 1]$. Затем разлагаем $H^0(x, t)$ и $\exp(i\omega t)$ под знаком интеграла в ряд Тейлора по степеням t . Приравниваем слева и справа члены с одинаковыми степенями t^q , умножаем их на $K = (2q)!(-1)^{\lfloor \frac{q}{2} \rfloor} 2^{2q}$. В результате получим СЛАУ

$$(6) \quad \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{p=0}^{\infty} \xi_{pq} X_{2j,p} \frac{1}{\pi^2} \int_{-1}^1 \bar{T}_{2m}(x) dx \int_{-1}^1 T_{2j}(x') G_{p,q}(x-x') dx' = \frac{1}{2\pi l} \int_{-1}^1 \bar{T}_{2m}(x) h_q(x) dx,$$

где $h_q(x)$ - коэффициенты ряда Тейлора функции $H^0(x, 0, t)$, умноженные на K ,

$\xi_{pq} = -1$, если p - четное, q - нечетное, $\xi_{pq} = 1$ в противном случае,

$$(7) \quad G_{p,q}(x) = \frac{1}{2^s} \int_0^{\infty} \omega^s \exp(-\omega^2/4) g_s(x, \omega) d\omega,$$

$$\text{где } s = p + q, \quad g_s(x, \omega) = \begin{cases} -\frac{1}{2} N_0\left(\frac{\omega}{\kappa} x\right), & \text{при } s = 2s' \\ -\frac{1}{2} J_0\left(\frac{\omega}{\kappa} x\right), & \text{при } s = 2s' + 1, s' = 0, 1, 2, \dots \end{cases}$$

J_0, N_0 - функции Бесселя.

Интегралы (7), в отличие от интегралов (8), выражается в аналитическом виде, либо через функции Уиттекера, либо в виде хорошо сходящегося ряда. Для нахождения последнего нужно разложить функции Бесселя в ряд и проинтегрировать почленно. Все встречающиеся при этом интегралы - табличные.

Затем находим интегралы по x и x' . Решение находится из редуцированной СЛАУ (6)

При решении интегро-дифференциального уравнения (2) для Е-поляризованного импульса в (5) заменим $\bar{T}_{2j}(x)$ на $\bar{U}_{2j}(x)$, где -

$\bar{U}_{2j}(x) = \sqrt{1-x^2} U_{2j}(x)$, $U_{2j}(x)$ - полиномы Чебышева второго рода. Схема решения уравнения (2) аналогична вышеописанной с некоторыми

дополнениями. Если падающий импульс определяется как $H^0(x, z, t) \cos(\omega_0 t)$, то решение (1,2) возможно двумя способами.

Если $\omega_0 = 2\pi f_0 \leq \frac{2}{T}$, то решение по-прежнему ищется в виде (5). При этом в СЛАУ (9), (10) изменится только правая часть. В противном случае к решению (5) нужно добавить множитель $\exp(i\omega_0 t)$. Тогда в (7) нужно заменить $g_s(x, \omega)$ на $g_s(x, \omega - \omega_0)$.

Для широкого импульса $T\omega_0 > 10 \div 20$ изложенный способ исследования дифракции импульса не имеет преимуществ перед обычным способом на основе интеграла Фурье.

Разработанный метод позволяет эффективно регуляризовать решение ИУ в пространственно-временном представлении для двумерных микроволновых структур с тонкими металлическими ребрами. Для структур с гладкими контурами для регуляризации можно использовать обобщение на пространственно-временную область метода полуобращения для обобщенных цилиндрических структур [5].

III. Численные результаты

В таблице приведены результаты исследования внутренней сходимости решения задачи дифракции на щели. В таблице даны значения $P_n \cdot 10$ для Е-поляризованного (верхняя цифра) и Н-поляризованного импульса (нижняя цифра), где $P_n = P / P_0$, P - рассеянная мощность, P_0 - модуль вектора Умова-Пойтинга в плоскости щели. M_x, M_t - число базисных функций в (5) по x и t . Полагалось $l = 1 \text{ мм}$, $T = 5 \text{ пс}$, $f_0 = 0$.

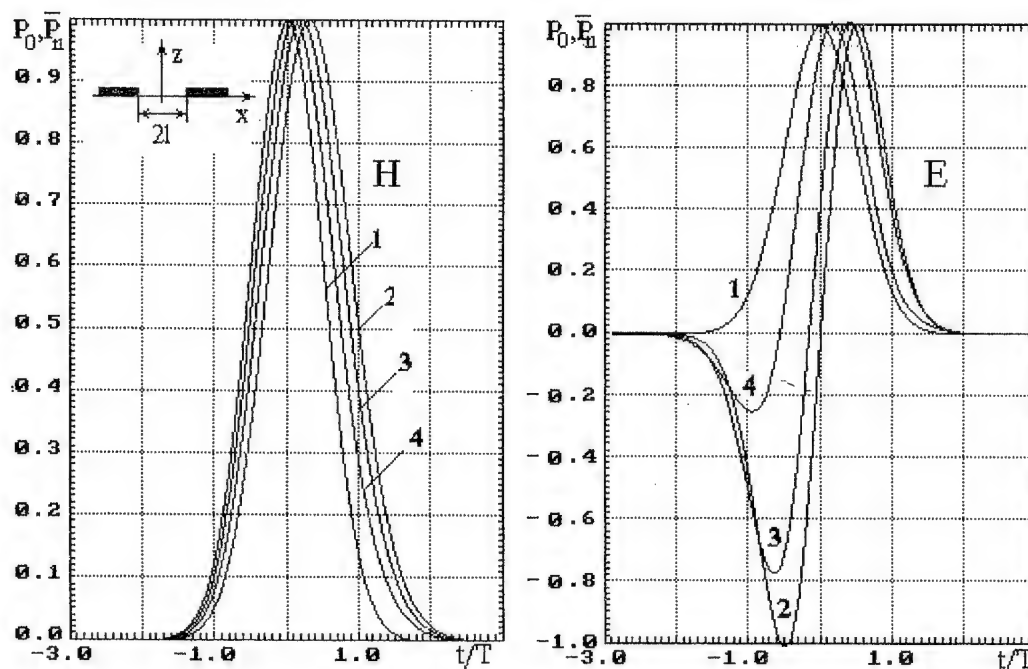
На рисунке приведены зависимости $\bar{P}_n(t) = P_n(t/T) / \bar{P}_n(t_{\max}/T)$ и $P_0(t/T)$ для импульсов различной длительности при $f_0 = 0$. t_{\max} - время, при котором рассеянная мощность $P_n(t/T)$ максимальна. Кривая 1 - P_0 , кривые 2-4 - \bar{P}_n : $T = 500 \text{ пс}$ (кривая 2), $T = 10 \text{ пс}$ (кривая 3) и $T = 3 \text{ пс}$ (кривая 4).

M_x	M_t						
	1	3	5	7	9	15	19
1	0,51299	038987	034232	032614	0,31968	0,31462	0,31398
	2,7434	2,7277	2,7286	2,7298	2,7301	2,7295	2,7295
2	0,51506	0,39581	0,34941	0,33317	0,32603	0,32150	032084
	2,7110	2,7064	2,7052	2,7048	2,7047	2,7044	2,7044
3	0,51507	0,39585	0,34941	0,33320	0,32606	0,32152	032086
	2,7110	2,7064	2,7052	2,7048	2,7047	2,7044	2,7044

IV. Заключение

Таким образом в работе для задач дифракции ЭМИ на щели и цилиндре получены системы линейных алгебраических уравнений второго рода с быстрой сходимостью. Все матричные элементы систем представлены либо в аналитическом виде (для щели) либо в виде удобном для численного интегрирования (для цилиндра). Благодаря этому расчеты на ПЭВМ занимают доли секунды.

Решение ключевых задач позволяет построить эффективные численно-аналитические алгоритмы математического моделирования процессов дифракции ЭМИ на сложных цилиндрах с ребрами, на многочисленных неоднородностях в прямоугольных волноводах, а также распространения ЭМИ в планарных линиях передачи.



Исследование сложных волноведущих структур методом полуобращения

Донец И.В., Лерер А.М., Цветковская С.М.

Институт физики при РГУ, пр. Стачки 194. 344090, Ростов-на-Дону, Россия, тел.
(863) 2280858, факс (863) 2285044, E-mail: lerer@riphys.rnd.su

Аннотация:

Исследование сложных волноведущих структур СВЧ с некоординатной формой поперечного сечения выполнено новым эффективным численно-аналитическим методом. Метод основан на обращении главной сингулярной части операторного уравнения. Для этого в методе Галеркина используются базисные функции являющиеся собственными краевой задачи дифракции электромагнитных волн на круговом цилиндре. Метод был использован для исследования неоднородностей в волноводе а так же для анализа волноводов и полосковых линий со сложной формой поперечного сечения.

I. Введение

Развитый в данной работе численно-аналитический метод основан на аналитическом обращении главной сингулярной части интегрального уравнения. Для этого в методе Галеркина используются базисные функции являющиеся собственными краевой задачи дифракции электромагнитных волн на круговом цилиндре.

Разработанный метод был использован для расчетов следующих характеристик:

- волновых сопротивлений и постоянных затухания полосковых линий, внутренний проводник которых имеет круглую, эллиптическую прямоугольную со скругленными краями форму.
- постоянных распространения основной волны в микрополосковой линии, внутренний проводник которой имеет эллиптическую и трапециидальную форму.
- частоты отсечки эллиптического металлического волновода
- матрицы рассеяния индуктивных и емкостных штырей и диафрагм эллиптической, трапециидальной, крестообразной формы. Штыри как идеально проводящие, так и импедансные, в том числе с нелинейным импедансом.
- матрицы рассеяния волноводных переходов произвольной формы расположенных либо в Е-, либо в Н- плоскости прямоугольного волновода.
- диаграммы направленности и эффективного поперечника рассеяния ТЕМ-волны на идеально проводящей сфере, расположенной между идеально проводящими плоскостями.

II. Основная часть

Рассмотрим решение следующего уравнения

$$L \cdot f = g \quad (1)$$

где L , g известный линейный оператор и функция возбуждения соответственно, f - неизвестная функция отклика. Предположим, что оператор L может быть

представлен в виде $L = L_0 + L_I$, где L_0 оператор, включающий в себя основные особенности оператора L .

Обращение оператора L_0 возможно многими способами. Выбор метода определяется решаемой задачей. В настоящей работе используется следующий вариант МПО. Пусть известны собственные функции f_m и собственные значения λ_m оператора L_0 .

$$L_0 \cdot f_m = \lambda_m \cdot f_m \quad (2)$$

Тогда решение (1) ищем в виде $f = \sum_m X_m \cdot f_m$ (3)

Подставляем (3) в (1) используя (2) и ортогональность функций f_m , в результате получаем СЛАУ:

$$\lambda_j N_j X_j + \sum_m X_m (f_j, L_I f_m) = (f_j, g); \quad \text{где } N_j = (f_j, f_j) \quad (4)$$

В настоящей работе используется то, что функции $\cos(jt)$, $\sin(jt)$ являются собственными интегральных операторов с ядрами

$$G_s^0(t, t') = \frac{1}{2\pi} \cdot \ln \left| \sin \frac{t-t'}{2} \right| \quad G_e^0(t, t') = -\frac{i}{4} \cdot H_0^{(2)} \left(2ka \left| \sin \frac{t-t'}{2} \right| \right)$$

$$\bar{G}_h^0 = \frac{i}{2} ka \left| \sin \frac{t-t'}{2} \right| \cdot H_1^{(2)} \left(2ka \left| \sin \frac{t-t'}{2} \right| \right)$$

Что является следствием хорошо известных формул

$$\int_0^{2\pi} \left\{ \begin{matrix} \cos(mt) \\ \sin(mt) \end{matrix} \right\} \cdot G_s^0(t, t') dt = - \left\{ \begin{matrix} \cos(mt') \\ \sin(mt') \end{matrix} \right\} \left\{ \begin{matrix} \ln(2) & m=0 \\ 1/(2m) & m \neq 0 \end{matrix} \right\} \quad (6)$$

$$\int_0^{2\pi} \left\{ \begin{matrix} \cos(mt) \\ \sin(mt) \end{matrix} \right\} \cdot G_e^0(t, t') dt = -\frac{\pi i}{2} J_m(ka) H_m^{(2)}(ka) \left\{ \begin{matrix} \cos(mt') \\ \sin(mt') \end{matrix} \right\} \quad (7)$$

$$\int_0^{2\pi} \left\{ \begin{matrix} \cos(mt) \\ \sin(mt) \end{matrix} \right\} \bar{G}_h^0(t, t') dt = -\frac{\pi \cdot i}{2} ka \frac{d}{d(ka)} [J_m(ka) H_m^{(2)}(ka)] \left\{ \begin{matrix} \cos(mt') \\ \sin(mt') \end{matrix} \right\} \quad (8)$$

Применение метода рассмотрим на примере анализа полосковой линии. Для поверхностной плотности заряда на центральном проводнике может быть записано ИУ

$$\oint_C \sigma(x, y) G(x, x', y, y') dc = 1 \quad x, y \in C, \quad (9)$$

где C - контур поперечного сечения проводника, G - функция Грина, имеющая логарифмическую особенность при стремлении точки источника к точке наблюдения.

Запишем уравнение контура в параметрической форме

$$x = x(t), y = y(t) \quad 0 \leq t \leq 2\pi.$$

Выбор параметра произволен и существенно влияет на внутреннюю сходимость. Установлено, что наиболее эффективно использовать в качестве параметра нормированную длину контура поперечного сечения $t = 2\pi \cdot c / C$.

Уравнение (9) переписывается в виде
$$\int_0^{2\pi} \bar{\sigma}(t) G(t, t') dt = 1 \quad 0 \leq t' \leq 2\pi$$

где $\bar{\sigma}(t)$ - параметрическая плотность заряда. Функция Грина может быть

представлена следующим образом
$$G(t, t') = -\frac{1}{2\pi} \ln \left| \sin \frac{t - t'}{2} \right| + K(t, t')$$

Решение ИУ ищем в виде:
$$\bar{\sigma}(t) = \sum_{j=0}^{\infty} X_j^c \cos(jt) + \sum_{j=0}^{\infty} X_j^s \sin(jt)$$

Используя соотношения (2), (4), (6) получаем СЛАУ

$$\begin{cases} \sum_{j=0}^{\infty} X_j^c A_{mj}^{11} + \mu_m X_m^c + \sum_{j=1}^{\infty} X_j^s A_{mj}^{12} = 2\pi \delta_m^0; & m = 0, 1, \dots \\ \sum_{j=0}^{\infty} X_j^c A_{mj}^{21} + \sum_{j=1}^{\infty} X_j^s A_{mj}^{22} + \mu_m X_m^s = 0; & m = 1, 2, \dots \end{cases} \quad (14)$$

$$A_{mj}^{qp} = \int_0^{2\pi} c_m^q(t') dt' \int_0^{2\pi} c_j^p(t) K(t, t') dt; \quad c_j^1(t) = \cos(jt); \quad c_j^2(t) = \sin(jt); \quad \mu_m = - \begin{cases} 2\pi \ln(2) & m = 0 \\ \pi/(2m) & m \neq 0 \end{cases}$$

матричные элементы в (14) выражены через интегралы от гладкой функции и могут быть легко вычислены численно.

В случае дифракции электромагнитной волны на идеально проводящем цилиндре аналогично решались уравнения:

Е- поляризация (использовалось соотношение 7):

$$E_z^0(x', y') = i\omega\mu \cdot \oint_C J_z(x, y) G_e(x, x', y, y') dc, \quad x', y' \in C \quad (15)$$

Н- поляризация (использовалось соотношение 8):

$$H_z^0(x', y') = -J_\varphi(x', y') + \oint_C J_\varphi(x, y) \frac{\partial G_h(x, x', y, y')}{\partial n} dc, \quad x', y' \in C \quad (16)$$

Для нахождения критических частот металлических волноводов решались уравнения (15), (16) с нулевой левой частью.

Изложенный метод может применяться и для вытянутых рассеивателей, например волноводных переходов.

Техника, близкая к методу полуобращения была использована для решения трехмерной задачи - дифракции ТЕМ- волны на идеально проводящей сфере, расположенной между проводящих плоскостей.

На рисунке 1 изображены зависимости модуля коэффициента отражения от прямолинейных переходов длиной l между двумя плоскопараллельными волноводами с отношением высот $a_2/a_1 = 0.5$. Кривые с кружками получены с помощью изложенного метода, кривые с крестиками путем использования теории длинных линий.

На рисунке 2 приведены диаграммы направленности рассеянного сферами поля в плоскости перпендикулярной вектору E падающего поля. Сплошная кривая соответствует сфере расположенной между плоскостей, пунктирная - сфере в свободном пространстве. Расстояние между плоскостями $b/r = 2.041$, частота $f \cdot r = 68.6$ (ГГц*мм).

Как видно из рисунка 1 обычная теория длинных линий дает удовлетворительные по точности результаты если отношение длины перехода к высоте волновода превышает 2.

Экранированная сфера (Рис.2) обладает более острой диаграммой направленности по сравнению с неэкранированной.

IV. Заключение

На основе нового эффективного метода полуобращения проанализирован широкий класс цилиндрических устройств СВЧ с некоординатной формой поперечного сечения, таких как: волноводные рассеиватели, волноведущие линии передачи. Сделан шаг к обобщению метода на трехмерные структуры.

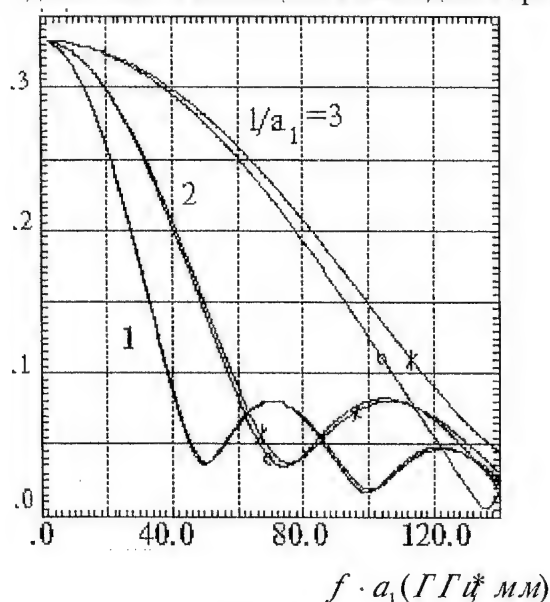


Рис.1

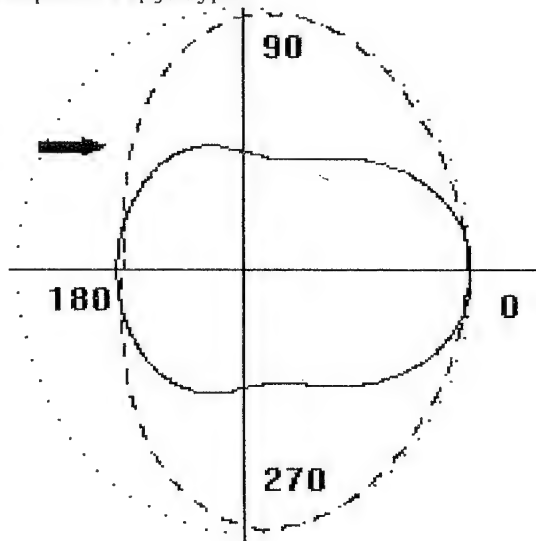


Рис.2

МНОГОСЛОЙНЫЕ ПОГЛОЩАЮЩИЕ СТРУКТУРЫ

О.С. Островский, А.С. Сорока
НИИРИ, 310054, г. Харьков, ул. Ак.Павлова, 271

тел.(0572) 26-23-25

А.А. Шматько

ХГУ, 310077, Украина, г. Харьков, пл. Свободы, 4

тел. (0572) 45-71-33

Аннотация - Рассмотрены закономерности отражения электромагнитных волн границами раздела поглощающих сред, особенности отражения и поглощения волн многослойными и градиентными структурами. Разработан пакет программ, позволяющей рассчитывать характеристики таких структур с учетом пространственно-частотной дисперсии и потерь, а также синтезировать магнитодиэлектрические покрытия с требуемыми характеристиками.

I. Введение

Из всех возможных неоднородностей при решении практических задач дифракции чаще всего встречаются разрывы и плавные изменения показателя преломления. Они приводят к возникновению отраженных волн, которые интерферируют с падающей волной и образуют весьма сложную интерференционную картину. В большинстве практических случаев при проведении численных расчетов важно учитывать влияние омических потерь в электродинамических системах, параметры исходных сигналов.

II. Отражение электромагнитных волн границами раздела поглощающих сред

Известно, что отражение от границ раздела двух сред определяется соотношением их волновых сопротивлений ($Z=(\mu/\epsilon)^{1/2}$ - для непроводящего материала). Если μ и ϵ одинаковы, то слой такого материала будет для нормально падающей волны подобием пустого пространства. Для углов падения волн, отличных от нормального, характер отражения от границы поглотителя существенно изменяется. На рис.1 представлены зависимости от угла падения α модуля коэффициента отражения R для Е-поляризованной волны при различных значениях параметра Z . Минимум отражения при $Z=1$ соответствует значению $\alpha=0^\circ$, при $Z=2$ - $\alpha \approx 60^\circ$, а при $Z=4$ - $\alpha \approx 75^\circ$. Н-поляризованная волна при больших углах падения испытывает значительное отражение.

Существенное влияние на уровень отраженного сигнала от границы среды оказывают не только абсолютные значения диэлектрической и магнитной проницаемостей, но и проводимость среды. Случай нормального падения электромагнитных волн на границу раздела поглощающих сред достаточно подробно рассмотрен в работе [1]. На рис.2 показаны зависимости модуля коэффициента отражения R от приведенной частоты $W=w\epsilon/s=1/\text{tgd}$ при различных значениях Z . Е-поляризованная электромагнитная волна падает на границу проводящей среды под углом $\alpha=60^\circ$. При этом минимум коэффициента отражения наблюдается при $Z \approx 2$. Характеристики для Н и Е- поляризованного поля совпадают при замене Z на $1/Z$. С увеличением проводимости среды уровень отражения возрастает. Следует отметить, что при отражении волны от среды с магнитными потерями графики зависимостей имеют аналогичный вид.

III. Дифракционные характеристики слоистых диэлектриков

Характеристики слоистых диэлектриков существенным образом зависят от соотношения длины волны сигнала и характерных размеров, на которых происходит изменение показателя преломления среды. На рис.3а и 3б приведены графики угловых зависимостей значений коэффициентов отражения R и суммарной энергии A отраженной и прошедшей Н-поляризованной электромагнитной волны для слоев диэлектрика различной толщины d , имеющих $\mu=1$, $\epsilon=4$ и $\text{tgd}=0.02$. Длина волны сигнала λ выбрана равной 0.61. Все размеры приведены в относительных единицах. Минимальный коэффициент отражения наблюдается для структур имеющих толщину ($d=0.01$) много меньшую длины волны сигнала. При этом поглощение в слое практически отсутствует. С увеличением относительной толщины структуры коэффициент отражения существенно возрастает, а уровень поглощения для нерезонансных слоев ($d=0.1$) увеличивается до 4%. В случае оптических тонких слоев уровень поглощения увеличивается с ростом толщины диэлектрика практически прямо пропорционально. Во всех рассмотренных случаях глобальный максимум поглощения соответствует диапазону углов максимального прохождения сигналов через границу раздела. Оптимальное (максимальное) поглощение имеет место в слоях с резонансными размерами. За счет увеличения поглощения амплитуда отраженного сигнала существенно уменьшается и при достаточно толстых слоях приближается к уровню отражения от границы полубесконечной среды.

Представляется перспективным рассмотрение структур с многослойным покрытием. В данном случае решение приведено для трехслойного диэлектрика. На рис.4 приведены отражательные характеристики трехслойной структуры, соответствующей оконному стеклу, покрытому с двух сторон тефлоновыми слоями, толщина каждого слоя 0.1. В диапазоне длин волн 0.5...0.75 при нормальном падении электромагнитных волн такая структура обеспечивает оптимальное согласование со свободным пространством.

Для обеспечения определенных характеристик системы в заданном диапазоне параметров задачи необходимо решить задачу оптимизации. Пример решения задачи минимизации коэффициента отражения для трехслойной экранированной структуры приведен в работе [2].

Результаты решения задачи определения параметров монохроматических сигналов в градиентно-неоднородном магнитоэлектрике приведены в работе [3]. Напряженности электромагнитных полей сигналов определяются с заранее заданной точностью, при этом сложный профиль показателя преломления трассы моделируется слоистым диэлектриком. В данной работе в качестве примера приведены результаты численного моделирования отражения монохроматических (рис.5) и импульсных сигналов (рис.6) от слоя неоднородного поглощающего диэлектрика. Точность определения параметров сигналов порядка 1%. Угол падения Е- поляризованных волн выбран равным 15° , гауссовский импульсный сигнал имеет длительность $2T_s=10$ нсек, $f_0=1.05$ ГГц. Диэлектрик имеет единичную толщину (все размеры приведены в метрах) и профиль диэлектрической проницаемости вида:

$$\varepsilon = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 1 + \sin(-\pi \cdot x / 2) \cdot \exp(-2 \cdot x), & -1 < x < 0, \text{ tgd} = 0.1. \\ 1 + \sin(-\pi / 2) \cdot \exp(-2), & x < -1. \end{cases}$$

Кривые, приведенные на рис.6 соответствуют исходному сигналу единичной амплитуды, отраженному от неоднородного поглощающего диэлектрика и огибающим этих сигналов. Отраженный импульсный сигнал имеет сравнительно небольшую амплитуду, что связано с малым уровнем отражения от переходного слоя при коротких длинах волн, поглощением и расплыванием сигнала в пространстве и во времени. Это связано с резонансными явлениями в диэлектрических слоях [4].

IV. Заключение

В работе кратко проанализированы особенности отражения и поглощения электромагнитных сигналов различных поляризаций (в том числе и импульсных) магнитоэлектриками, обладающими потерями. Приведены результаты численного моделирования влияния границ, многослойных и градиентных поглощающих магнитоэлектриков на параметры электромагнитных сигналов.

V. Литература

- [1] Harmut H.F. Antennas and Waveguides for Nonsinusoidal Waves. N.Y.: Academic Press, 1984.
- [2] Островский О.С., Сорока А.С., Шматко А.А. Оптимизация широкополосных неотражающих многослойных покрытий// Конференция и выставка "СВЧ-техника и спутниковый прием". Материалы конференции. Севастополь, 1994.- С.125-127.
- [3] Гребенюк Ю.И., Островский О.С., Сорока А.С. Аппроксимация градиентно-неоднородного магнитоэлектрика в задачах моделирования волноводных устройств// 2-я Крымская конференция и выставка "СВЧ-техника и спутниковый прием". Материалы конференции. Севастополь, 8-10 октября 1992.- С.535-540.
- [4] Ostrovsky O., Soroka A., Shmat'ko A. Anomalous absorption of microwave pulse in an inhomogeneous dielectric// Proc. of the Int. Conf. on MM and SubMM Waves and Appl. San Diego, USA, January 10-14, 1994.

MULTILAYER ABSORB STRUCTURES

Ostrovsky O., Soroka A., Shmat'ko A.

Kharkov State University, Dept. of Radiophysics, 4 Svobody Sq., Kharkov-310077, Ukraine
tel. (0572) 45-71-33

The problem of E- and H-polarised electromagnetic waves reflection and absorption by the lossy media is solved. The optimum structure of an absorber is developed for the minimum number of layers. Space-time structure of electromagnetic field reflected by the multilayered structure is investigated.

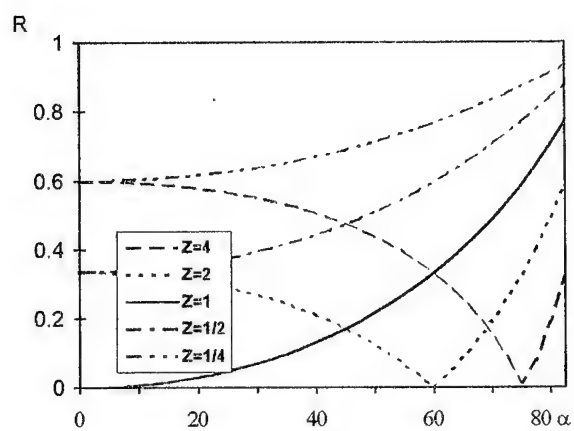


Рис.1

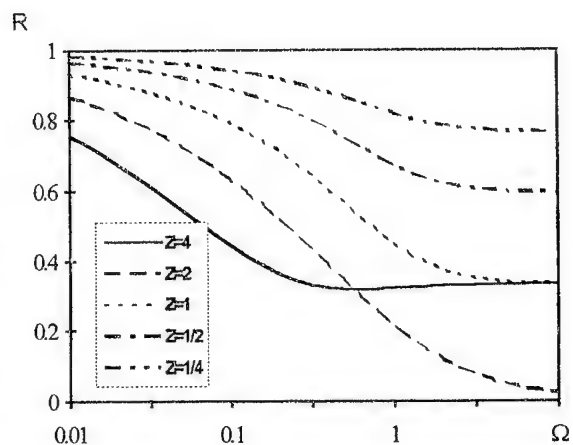


Рис. 2

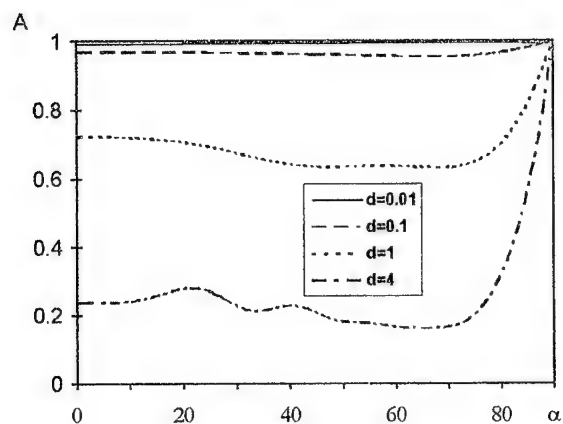


Рис.3

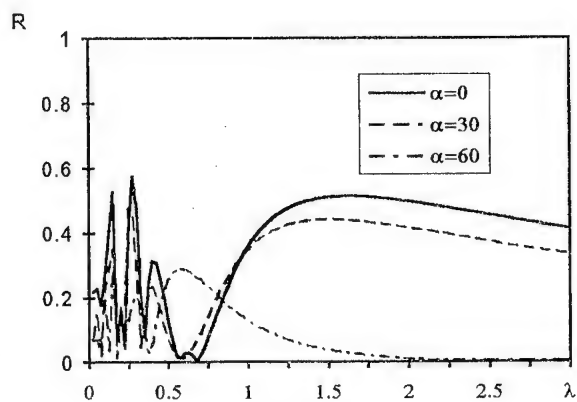


Рис.4

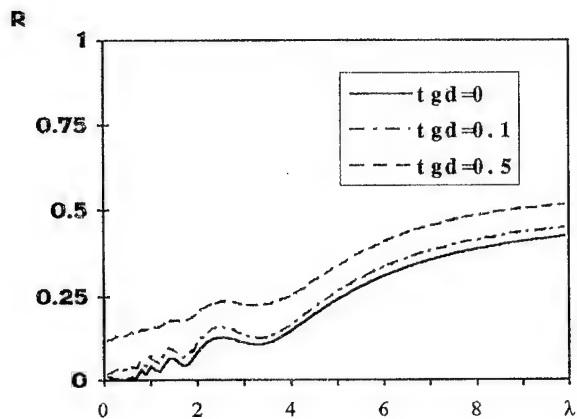


Рис.5

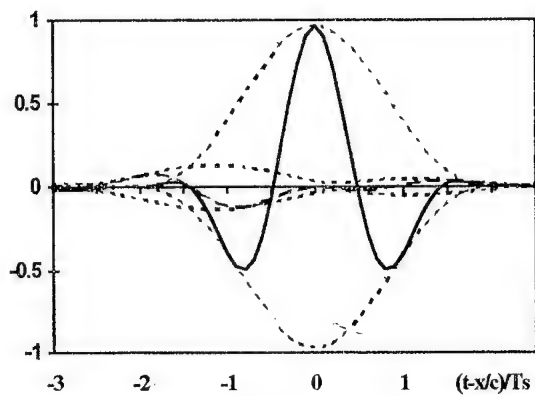


Рис.6

ОПЕРАТОРНЫЙ МЕТОД В ЗАДАЧЕ ДИФРАКЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА ПОЛУБЕСКОНЕЧНОЙ СИСТЕМЕ ДИАФРАГМ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

С.А. Погарский

310077, Харьков-77, пл.Свободы, 4, Харьковский госуниверситет, кафедра физики СВЧ
тел. (0572)45-72-78, E-mail: SHF@edu51.kharkov.ua

Аннотация - В работе рассмотрена ставшая классической задача о дифракции волноводных волн на полубесконечной системе бесконечно тонких диафрагм в прямоугольном волноводе, находящихся в диэлектрике с потерями. Использован операторный метод в комплексе с методом полуобращения оператора задачи.

I. Введение

Задача о дифракции волноводных волн на системе диафрагм в волноводе принадлежит к числу классических и определяет целый класс краевых задач, допускающих точное решение. Исчерпывающие решения задачи дифракции для одиночной диафрагмы и соответствующую библиографию можно найти в монографиях [1,2]. Метод задачи Римана-Гильберта, опирающийся на сведение соответствующей дифракционной задачи с помощью интегральных уравнений к задаче сопряжения аналитических функций, позволил найти решение дифракционной задачи для бесконечной периодической системы диафрагм [3]. В работе [4] очерчен широкий круг фундаментальных краевых задач, среди которых важнейшее место занимают дифракционные задачи для разного рода полубесконечных структур, имеющие практическое значение для многих приложений. Предложенный там метод решения такого рода задач использует частичное обращение оператора всей задачи, при котором от сложного препятствия сначала отделяется одна простая часть, оператор рассеяния которой известен, а искомым суммарный оператор рассеяния строится на базе найденного оператора для одиночной диафрагмы с учетом многократного рассеяния волн.

Настоящая работа посвящена обобщению идей метода [4] для решения задачи о дифракции электромагнитных волн на сложной системе диафрагм, расположенной в диэлектрической среде с потерями в прямоугольном волноводе.

II. Постановка задачи для H-поляризации

Будем рассматривать структуру, показанную на рис.1. Пусть на полубесконечную систему индуктивных диафрагм из полупространства $|z| > -\infty$ падает H -поляризованное поле, представляющее собой суперпозицию собственных волн. Набор диафрагм находится в среде с параметрами ϵ_2, μ_2 , где $\epsilon_2 = \epsilon'_2 + i\epsilon''_2$. Особенностью исследуемой системы является тот факт, что эта система, являющаяся сложным препятствием, трансформируется сама в себя при пространственном смещении вдоль оси OZ на период L и отбрасывании одного из препятствий. Функции спектральных плотностей в областях $z > 0$ и $-h_1 < z < 0$ удовлетворяют уравнениям:

$$a = \hat{\rho}^- q + \hat{\tau}^+ b; c = \hat{\rho}^- q + \hat{\rho}^+ b; b = \hat{e}_1 \hat{R} \hat{e}_1 c, \quad (2)$$

где $\hat{\tau}^\pm$ - операторы прохождения через границу $z = 0$:

$$\hat{\tau}^+ = \delta_{mn} 2\tilde{\gamma}_{mn} / (\tilde{\gamma}_n + \gamma_n); \quad \hat{\tau}^- = \delta_{mn} 2\gamma_n / (\tilde{\gamma}_n + \gamma_n);$$

$\hat{\rho}^\pm$ - операторы отражения на границе $z = 0$:

$$\hat{\rho}_{mn}^\pm = \pm \delta_{mn} (\tilde{\gamma}_n - \gamma_n) / (\tilde{\gamma}_n + \gamma_n),$$

где введены обозначения: $\gamma_n = \sqrt{k^2 \epsilon_1 - \xi^2}$; $\tilde{\gamma}_n = \sqrt{k^2 \epsilon_2 - \xi^2}$ - постоянные распространения

вдоль оси OZ , \hat{R} - оператор отражения полубесконечной системы диафрагм в диэлектрике, \hat{e}_1 - оператор преобразования амплитуд волноводных гармоник при смещении плоскости наблюдения к плоскости $z = 0$.

Последовательность нахождения суммарного оператора \hat{R} , входящего в уравнения (2), такова. Для векторов амплитуд волноводных гармоник можно записать уравнения следующего вида:

$$b = \hat{e}_1 \hat{r} \hat{e} c + \hat{e} \hat{t} B; C = \hat{t} \hat{e}_1 \hat{c} + \hat{r} B; B = \hat{e}_1 \hat{R} \hat{e}_1 C. \quad (3)$$

В уравнении (2) операторы \hat{t} и \hat{r} являются операторами прохождения и отражения одиночной диафрагмы, размещенной в диэлектрике. Исключив B, C, b при смещении вдоль оси OZ на период L , получим нелинейное операторное уравнение второго рода относительно оператора \hat{R} :

$$\hat{R} = \hat{r} + \hat{t}(\hat{I} - \hat{e} \hat{R} \hat{e} \hat{r})^{-1} \hat{e} \hat{R} \hat{e} \hat{t}, \quad (4)$$

где \hat{I} - единичный оператор. Отметим, что уравнение (4) представляет собой нелинейное операторное уравнение. Для его решения возможно использование метода Ньютона [5]. Представим (4) в виде $f(\hat{R}) = 0$, где $f(\hat{R}) = \hat{R} - \hat{r} - \hat{t}(\hat{I} - \hat{e} \hat{R} \hat{e} \hat{r})^{-1} \hat{e} \hat{R} \hat{e} \hat{t}$ и в соответствии со схемой метода Ньютона, будем строить последовательные приближения к решению:

$$\hat{R}_{n+1} = \hat{R}_n - [f'(\hat{R}_n)]^{-1} f(\hat{R}_n). \quad (5)$$

Таким образом, задача на первом этапе состоит в построении операторов \hat{r} и \hat{t} единичной диафрагмы.

Рассмотрим решение ключевой задачи от отражении спектра волноводных волн от одиночной диафрагмы в волноводе. Представим падающее поле в виде суперпозиции собственных волн пустого волновода, определенных с помощью соответствующих векторов Герца:

$$\Pi_n^H = \sum_{m=0}^{\infty} C_{mn} \cos(m\pi x / 2a) \cos(n\pi y / 2b) e^{ih_{mn}z}, \quad (6)$$

где обозначено $h_{mn} = \sqrt{(m\pi / 2a)^2 + (n\pi / 2b)^2 - k^2} \epsilon \mu$, $k = 2\pi / \lambda$. Удовлетворив соответствующим граничным условиям на стенках волновода и на диафрагмах, а также, обеспечив непрерывность тангенциальных компонент полей на щели, легко прийти к системе функциональных уравнений следующего вида:

$$\begin{cases} \sum_{m=-\infty}^{\infty} T_{mn} \sin(m\pi x / 2a) = 0; |x| < h, \\ \sum_{m=-\infty}^{\infty} T_{mn} h_{mn} \sin(m\pi x / 2a) = 2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_{mn} h_{mn} \sin(m\pi x / 2a); |x| > h, \end{cases} \quad (7)$$

Совершенно очевидно, что, используя принцип зеркального отражения, можно перейти к периодической системе диафрагм того же размера в плоскости $z = 0$ с периодом $L = 2a$. Система функциональных уравнений (7) аналогична системам функциональных уравнений, рассмотренных в [3]. И, используя формализм метода задачи сопряжения аналитических функций (или метода задачи Римана-Гильберта), систему функциональных уравнений (7) нетрудно свести к бесконечной системе линейных алгебраических уравнений второго рода с матричным оператором фредгольмового типа. Компьютерный анализ таких алгебраических систем не представляет особых трудностей, и решение (набор амплитуд волноводных гармоник) можно найти с любой наперед заданной точностью.

III. Заключение

Рассмотренный подход, связанный с рассмотрением сложного препятствия как некой суперпозиции элементарных неоднородностей и нахождением оператора рассеяния элементарного препятствия, т.е. решением "ключевой" задачи, является эффективным инструментом для решения важных для приложений задач дифракции.

IV. Литература

- [1] 1. Митра Р., Ли С. Аналитические методы теории волноводов. М.: Мир, 1974.-324с.
- [2] 2. Левин Л. Теория волноводов. М.: Радио и связь, 1981.- 311с.
- [3] 3. Шестопапов В.П., Литвиненко Л.Н., Масалов С.А., Сологуб В.Г. Дифракция волн на решетках. Изд-во Харьковского ун-та, 1973.- 287с.
- [4] 4. Литвиненко Л.Н., Просвирнин С.Л. Спектральные операторы рассеяния в задачах дифракции волн на плоских экранах. Киев: Наукова думка. 1984.- 239с.

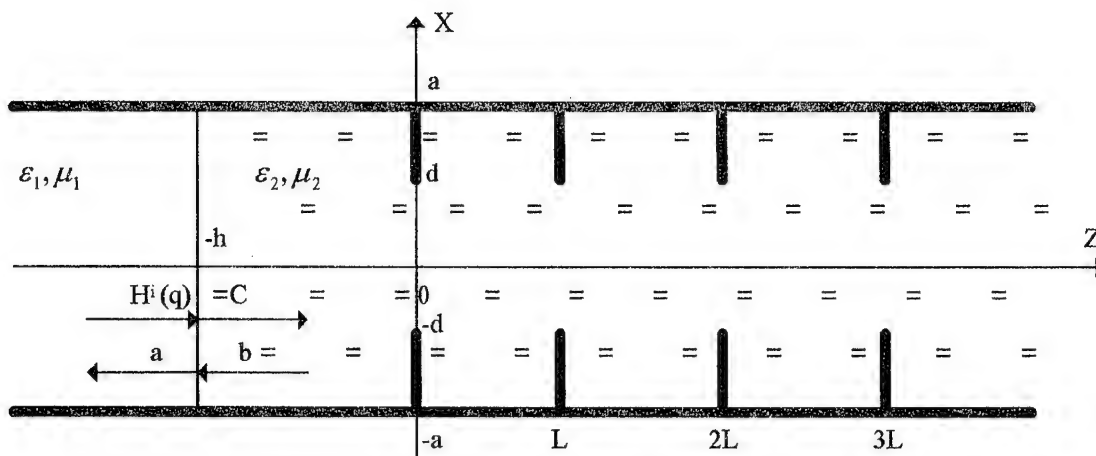


Рис. 1.

OPERATOR METHOD IN PROBLEM OF EM WAVES DIFFRACTION ON SEMI-INFINITE DIAPHRAGMS SYSTEM IN RECTANGULAR WAVEGUIDE

Pogarsky S.A.

Kharkov State University 4 Svobody Sq., Kharkov-77, Ukraine

tel. (0572) 457278, E-mail: shf@edu51.kharkov.ua

The problem of wave beam diffraction by semi-infinite diaphragms system in rectangular waveguide is discussed. Using the specific peculiarities in semi-infinite structure one can find a solution of diffraction problem in the expansion form by some system of basis functions which are the scattering operator functions in definite sense. Carried out numerical experiment shows that such way connected with compound obstacle observing as some superposition of elementary discontinuities and the seek of "elementary" obstacle scattering operator is an effective method for solving of diffraction problems which are important for different applications.

ВОЗБУЖДЕНИЕ МНОГОМОДОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

С.А. Погарский, И.И. Сапрыкин, А.А. Звягинцев, Е.А. Шаулов, Б.Д. Труфанов
Украина, 310077, Харьков-77, пл. Свободы, 4
Харьковский госуниверситет, кафедра физики СВЧ
тел.(0572)45-72-78, E-mail:SHF@edu51.kharkov.ua

Аннотация - В работе представлены результаты экспериментальных исследований многомодовых резонаторов, выполненных на основе отрезков металлических волноводов прямоугольного поперечного сечения. Исследованы способы возбуждения многомодовых резонаторов. Показана возможность получения специального распределения поля внутри резонатора, удовлетворяющего критерию равномерности.

I. Введение

Многомодовые резонаторы (МР) широко используются в технике СВЧ. Однако, эффективность их использования определяется рядом факторов. Одним из таких факторов является фактор равномерности пространственного распределения спектральных плотностей видов колебаний, возбуждаемых в резонаторе. Совершенно очевидно, что, если геометрические размеры резонатора существенно превышают рабочую длину волны генератора λ_0 , в такой электродинамической системе возможно существование целого спектра собственных колебаний. Число типов колебаний N и плотность распределения этих типов на частотной оси будут определяться соотношением геометрических размеров резонатора и длиной волны λ_0 . Известно [1], что максимальное число возможных типов колебаний N , в полосе частот от f_0 до $f_0 + df_0$ может быть определено

выражением:
$$\frac{dN}{df_0} \approx \frac{4\pi}{c^2} f_0^2 V = \frac{4\pi}{c^2} f_0^2 8x_0 y_0 z_0.$$
 Увеличение относительных размеров резонатора и

увеличение числа вводов электромагнитной энергии (либо использование системы излучателей) позволяет существенным образом приблизиться к выполнению критерия равномерности пространственного распределения спектральных плотностей в объеме резонатора. Кроме того, с вопросом плотности распределения собственных типов колебаний на частотной оси связано решение еще одной технической задачи - задачи согласования генератора и резонансной камеры в рабочей полосе частот. Чем ближе друг к другу и равномернее по шкале частот расположены резонансные частоты собственных колебаний, тем при меньших потерях можно обеспечить перекрытие резонансных характеристик отдельных типов колебаний, а, следовательно, добиться согласования генератора с нагрузкой.

II. Исследование резонансной камеры

Наибольшее распространение из элементов возбуждения получили металлические штыри либо щели в стенках резонатора. В данной работе предлагается в качестве элемента возбуждения использовать полосковый излучатель квази-круговой поляризации. Такой излучатель обеспечивает при одном вводе энергии возбуждение большого числа колебаний по сравнению с существующими способами возбуждения. Исследовался резонатор в виде параллелепипеда с геометрическими размерами: 240мм*210мм*360мм при различных способах возбуждения: 1) отрезком прямоугольного волновода, подсоединяемого через отверстие в боковой стенке; 2) полосковым излучателем, выполненным в виде диска, связанного с отрезком коаксиальной линии.

В проведенных исследованиях использовались два типа резонансных камер: резонатор с гладкими стенками и резонатор, у которого две стенки, прилегающая к стенке с излучателем и противоположная от излучателя, выполнялись ребристыми с ребрами различной высоты и различным расстоянием между вершинами ребер. Кроме того, в макете резонатора имелась возможность смещения точки возбуждения относительно центра боковой стенки по двум координатам на величину равную λ_0 , где λ_0 - длина волны генератора.

В эксперименте использовался ненагруженный резонатор, а степень его возбуждения определялась по числу типов колебаний, возникающих в объеме резонатора, что фиксировалось на экране автоматического измерителя КСВН и ослабления. Экспериментально установлено, что в случае использования в качестве излучателя открытого конца волновода, число колебаний при вариации

местоположения центра волновода колебалось в пределах 6-9 при теоретически возможных 74 типах колебаний. А при использовании полоскового излучателя квадратной формы с квази-круговой поляризацией число возбуждаемых типов колебаний при выборе точки возбуждения достигало величины 11-14.

При использовании нагруженного резонатора обнаруживается зависимость согласования камеры и генератора от положения нагрузки и величины нагрузки. Для уменьшения влияния этих эффектов предлагается выполнять одну из стенок (противоположную относительно стенки с излучателем) в виде ребристой структуры. Исследованиям подверглась ребристая поверхность с ребрами треугольной формы и направлением параллельным плоскости стенки с излучателем.

Глубина ребер и расстояние между ними оказывают существенное влияние на процесс возбуждения спектра собственных колебаний, при этом характерным признаком увеличения многомодовости является снижение уровня резонансных кривых ($K_{CBH} \leq 1.3$) и их расширение по частоте, что свидетельствует о возбуждении вырожденных типов колебаний.

Наличие одной ребристой стенки с глубиной ребер $\lambda_0/8$ и расстоянием между ребрами равным $\lambda_0/4$ при относительно постоянном положении излучателя увеличивает число типов колебаний на 6-8 единиц.

Проведенные исследования показали, что, если в резонаторе выполнить ребристыми две стенки - прилегающую к стенке с излучателем и противоположную, то в диапазоне дрейфа частоты генератора возбуждается 24 вырожденных типа колебаний (при этом K_{CBH} равно 1.3-1.50 и 7 невырожденных с K_{CBH} более 3.5).

Таким образом, имеется значительный выигрыш по сравнению с резонатором с гладкими стенками. Соотношение числа типов колебаний гладкого и ребристого резонаторов, фиксируемых на экране измерителя K_{CBH} около 3, однако вид резонансных характеристик и глубина провалов до значения 1.3 позволяет констатировать, что общее число типов возбуждаемых колебаний в исследуемом резонаторе значительно больше. Результатом этого является равномерное распределение плотности энергии внутри резонатора.

Описанный эффект можно проиллюстрировать результатами измерений параметров резонатора при вариации местоположения нагрузки внутри резонатора. Для удобства отсчета местоположения нагрузки дно резонатора условно разбивается на квадраты координатной сеткой с интервалом 10 см. При этом отсчет ведется со стороны боковой стенки и стенки резонатора, противоположной стенке с излучателем. Так, например, значение координаты (2,3) означает, что нагрузка находится на расстоянии 20 см от боковой стенки и 30 см от торцевой.

На рис.1 приведены значения K_{CBH} резонаторов в зависимости от частоты при вариации координат центра нагрузки с $\varepsilon = 80$ и массой нагрузки $m = 200$ г. На центральной частоте генерации генератора равной 2500 МГц K_{CBH} изменяется в пределах 1.3-2.1. Анализируя характеристики (кривые 1-4 для различного местоположения центра нагрузки) видим, что самое неблагоприятное местоположение соответствует точке с координатами (3,3) - кривая 3. Можно рассчитать неравномерность величины мощности, потребляемой нагрузкой, возникающей в результате разницы в величине отражений при вариации местоположения нагрузки.

$$\frac{P_1 - P_2}{P_g} = \left[\frac{k_1 - 1}{k_1 + 1} \right]^2 - \left[\frac{k_2 - 1}{k_2 + 1} \right]^2 * 100\%,$$

где P_g - мощность генератора; P_1 - мощность, выделяемая в нагрузке при $K_{CBH} = k_1$; P_2 - мощность, выделяемая в нагрузке при $K_{CBH} = k_2$.

При максимальных граничных значениях $k_1 = 2,1$ и $k_2 = 1,3$ неравномерность поглощения мощности в нагрузке составляет 10,9%. Если исключить точку (3,3), которая является практически углом резонатора, то неравномерность поглощения мощности будет определяться величинами K_{CBH} равными соответственно 1,3 и 1,5 и количественно исчисляться величиной 2,3%.

III. Заключение

Таким образом, предлагаемая конструкция резонатора и способ его возбуждения является весьма эффективным. Данный многомодовый резонатор с равномерным распределением спектральной плотности поля по объему может найти широкое применение в технике СВЧ для целей создания установок СВЧ нагрева и сушек.

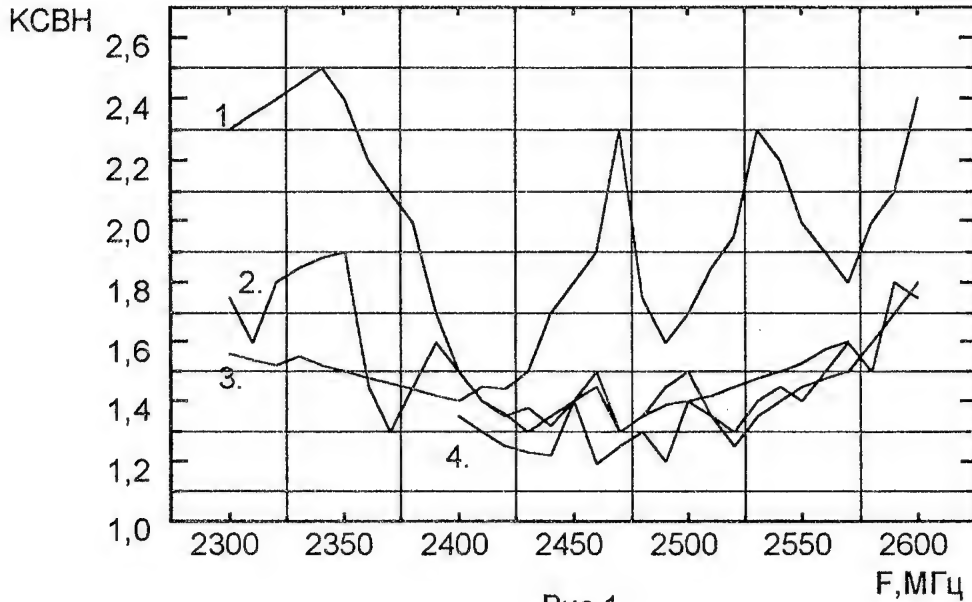
IV. Список литературы

- [1] СВЧ энергетика, ч.2./ Под ред. Э. Окреса.- М.: Мир, 1971.

MULTIMODE MICROWAVE RESONATORS EXCITING

Pogarsky S.A., Zvjagintsev A.A., Saprykin I.I., Shaulov E.A., Trufanov B.D.
Kharkov State University, 4 Svobody Sq., Kharkov-77, Ukraine
tel. (0572) 457278, E-mail: shf@edu51.kharkov.ua

Multimode microwave resonators are widely used in the modern super high frequency technique. The traditional methods used for uniform electromagnetic field distribution based on mechanical disturbance of eigentype oscillations or on multiinput energy principle, are not effective in the required degree. There is another principle in investigating construction. In the investigated variant of multimode resonator the required effect provides electrodynamical system of modernized resonator which has one or two rib walls. The exciting is executed by microstrip radiator with quasi-circular polarization.



ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ВОЛНОВОДНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ В РЕШЕТКЕ, РАСПОЛОЖЕННОЙ НА ГРАНИ БЕСКОНЕЧНОГО КЛИНА

Е.М. Привалов
НИИКА, 340004, Донецк, Батищева 2
тел. 0622-585484

Аннотация - Предложен новый способ алгебраизации интегродифференциальных операторов, который рассмотрен на примере решения краевой задачи для конечной решетки прямоугольных волноводных излучателей, расположенной на грани бесконечного идеально проводящего клина.

I. Введение

Существо способа заключается в следующем. Электромагнитное поле в раскрывах излучателей записывается в виде двух слагаемых - основного типа волны и суммы высших типов волн; предполагается, что за счет дифракционных явлений на ребре клина в раскрывах излучателей возбуждаются амплитуды B^{np} , $B^{np e, h}$. Функция Грина задачи представляется в виде суммы ее равномерной и неравномерной частей.

II. Основная часть

На основе общего решения граничной задачи для этого случая с использованием модифицированного метода Бубнова-Галеркина [1,2] выводятся уравнения связи для решетки излучателей, расположенной на бесконечной плоскости,

$$i4\pi a\gamma (A_p - B_p) = \sum_{tp'} \left[(A_{p'} + B_{p'}) C_{pp'}^{\Sigma p} + B_{tp'}^h C_{tp'}^{\Sigma p} + a_m \gamma_t B_{tp'}^e C_{tp'}^p \right]; \quad (1)$$

$$i \frac{\pi ab}{2} (a_m B_{tp'}^e - \gamma_t \beta_\mu B_{tp'}^h) = \sum_{tp'} \left[(A_{p'} + B_{p'}) C_{tp'}^{\Sigma p} + B_{tp'}^h C_{tp'}^{\Sigma p} + a_m \gamma_t B_{tp'}^e C_{tp'}^p \right]; \quad (2)$$

$$i \frac{\pi ab}{2} (B_\mu B_{tp'}^e - a_m \gamma_t B_{tp'}^h) = \sum_{tp'} \left(B_{tp'}^h C_{qp'}^{\Sigma p} + \gamma_t \beta_\mu B_{tp'}^e C_{qp'}^p \right); \quad (3)$$

и для комплексных амплитуд B^{np} , $B^{np e, h}$:

$$-i\pi a\gamma B_{tp'}^{np} = \sum_{tp'} \left[(A_{p'} + B_{p'}) C_{pp'}^{\Sigma np} + B_{p'}^{np} C_{pp'}^{\Sigma} + B_{tp'}^h C_{tp'}^{\Sigma np} + B_{tp'}^{np h} C_{tp'}^{\Sigma} + B_{tp'}^e C_{tp'}^{np} + B_{tp'}^{np e} C_{tp'}^{\Sigma} \right]; \quad (4)$$

$$i \frac{\pi ab}{2} (a_m B_{tp'}^{np e} - \gamma_t \beta_\mu B_{tp'}^{np h}) = \sum_{tp'} \left[(A_{p'} + B_{p'}) C_{tp'}^{\Sigma np} + B_{p'}^{np} C_{tp'}^{\Sigma} + B_{tp'}^h C_{tp'}^{\Sigma np} + B_{tp'}^{np h} C_{tp'}^{\Sigma} + a_m \gamma_t (B_{tp'}^e C_{tp'}^{np} + B_{tp'}^{np e} C_{tp'}^{\Sigma}) \right]; \quad (5)$$

$$-i \frac{\pi ab}{2} \left(\beta_{\mu} B_{t'p}^{hre} - a_m \gamma_{t'} B_{t'p}^{hrh} \right) = \sum_{tp'} \left[B_{tp'}^h C_{qq'pp'}^{\Sigma hr} + B_{tp'}^{hrh} C_{qq'pp'}^{\Sigma} + \gamma_{t'} \beta_{\mu} \left(B_{tp'}^e C_{qq'pp'}^{hr} + B_{tp'}^{hre} C_{qq'pp'}' \right) \right] \quad (6)$$

III. Заключение

Модифицированный метод Бубнова-Галеркина позволил в левой части каждой из систем уравнений в явном виде выделить амплитуды волн, обусловленных дифракционными явлениями на ребре клина, амплитуды основного и высшего типов волн, т.е. количественно описать физические явления, происходящие в раскрыве излучателя - возбуждение волн, обусловленных дифракционными явлениями на ребре клина, отражение, излучение и взаимодействие волн основного и высших типов, возбуждение высших типов волн. Таким образом, системы уравнений "разделились".

С помощью (1)-(3) получено выражение для полной приведенной к раскрыву конечной решетки проводимости волноводного излучателя в виде суммы, каждое из слагаемых которой является произведением множителей сканирования и раскрыва [2]. Из сравнения расчетных данных согласования и связи между излучателями с ранее опубликованными экспериментальными данными [3,4] видно их хорошее совпадение. Установлено, что "краевой эффект" в конечных решетках естественным образом учитывается проводимостью излучателя. Исследование вклада дифракции на кромке в согласование излучателя [5] показали, что полученные соотношения могут широко использоваться для расчета согласования излучателей реальных конструкций антенных решеток. Предложенный способ алгебраизации интегродифференциальных операторов может найти применение при решении краевых задач математической физики.

IV. Список литературы

- [1] Привалов Е.М. Методы решения краевых задач для решеток волноводных излучателей. Обзор. - М.: ВИМИ, 1985.
- [2] Привалов Е.М. - Средства связи, 1983, N1.
- [3] Привалов Е.М. - В кн.: Рассеяние электромагнитных волн. Таганрог: ТРТИ, 1985, вып. 5.
- [4] Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. Под ред. Г.З. Айзенберга ч.1 - М.: Связь, 1977.
- [5] Привалов Е.М., Савельев В.В. - В кн.: Рассеяние электромагнитных волн. - Таганрог: ТРТИ, 1985, вып.5.

INTERACTION OF WAVEGUIDE RADIATORS IN THE GRATING DISPOSED ON THE SIDE OF INFINITE WEDGE

Privalov E.M.

Research Institute of Complex Automation, 2 Batischev St., Donetsk-340004, Ukraine
tel. (0622) 58-72-54

A new method of integro-differential operators algebraization is proposed. It is considered on the example of solving a boundary problem for the finite grating of rectangular waveguide radiators, disposed on the side of infinite wedge with ideal conduction. The relationship equations for the grating of radiators disposed on the infinite plane and relationship for complex amplitudes caused by diffraction phenomena on the wedge rib are made. An expression for complete conductivity led to an opening of the finite grating is presented in the form of sum, every item of which is a product of scanning and opening multipliers. The calculated data of radiator matching and relationship practically coincide with experimental data published earlier.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛЕЙ ВБЛИЗИ КАУСТИКИ

И.П. Козлов

НИИ ПМЭ МАИ, Волоколамское шоссе, 4, Москва-125810, РФ
Факс (095) 158-0367, E-mail: RIAME.MAI@REX.IASNET.COM

Аннотация - Разработанный автором метод самосогласованных конечных разностей для решения волнового уравнения $d^2E/d(kz) + \epsilon(kz)E=0$ используется в исследованиях электромагнитных полей вблизи каустики. В методе переменный шаг по аргументу $(kz_{n+1}-kz_n)$ согласован с изменением диэлектрической проницаемости $\epsilon(kz)$ в однородных подслоях, что позволяет сократить количество независимых параметров решения для коэффициента отражения волны. Исследуются влияния малых потерь и слабой неоднородности среды вдоль слоя. Для нормального падения волны на слой показывается качественная зависимость решения около нуля ϵ от малых изменений параметров. Дается критерий появления волны вдоль слоя.

I. Введение

Приведенные нами в [1] результаты исследования отражения нормально падающей плоской электромагнитной волны от плоского линейного слоя диэлектрика без потерь произвольной толщины при $\epsilon > 0$ показывают, что волна по плотности потока не доходит до точки $\epsilon=0$. В итоге выделяется критическая точка $\epsilon=0$, связанная с качественной зависимостью поведения решения от малых изменений параметров среды. Эти результаты обосновывают необходимость применения точного решения задачи о распространении плоской электромагнитной волны в плоскостной среде около точки $\epsilon=0$ при исследовании коротковолновой асимптотики поля в окрестности каустики. Касание луча с каустикой является многомерным аналогом точки поворота. В настоящей работе среда вблизи каустики моделируется произвольной толщины плоским линейным слоем, плавно переходящим в нелинейный. Нелинейный участок, играющий вспомогательную роль, используется для исключения отраженной волны от края линейного слоя. Предлагаемый метод точного решения волнового уравнения $d^2E/d(kz) + \epsilon(kz)E=0$ позволяет проводить детальные теоретические и расчетные исследования полей в окрестности точки $\epsilon=0$ [1,2].

В докладе приводятся результаты теоретических исследований полей вблизи каустики при малых потерях ($\epsilon' = \epsilon - i\epsilon''$, $\epsilon'' \ll \epsilon_1$, где ϵ_1 - начальное значение ϵ) в случае слабой неоднородности среды вдоль плоскостной структуры, задаваемой случайным отклонением угла падения луча на однородный подслой. Полученные из точного решения оценочные формулы можно использовать для расчета поверхностных волн, исследования которых приводятся, например, в [3]. Дается критерий появления волн вдоль слоя.

II. Метод решения задачи

Рассматривается наклонное падение плоской волны под углом θ_1 на плоский неоднородный слой диэлектрика произвольной толщины от $z_1=0$ до z_N (ϵ_1, ϵ_N), $\epsilon' = \epsilon(kz) - i\epsilon''$, $\epsilon > 0$, $\epsilon'' = \text{const}$, $\epsilon'' \ll \epsilon_1$, до слоя $\epsilon' = \epsilon'_1$, за слоем $\epsilon' = \epsilon'_N$. Слой состоит из двух частей - линейной от z_1 до z_L , где $\epsilon(kz) = \epsilon(kz_1) + \alpha_1 k(z-z_1)$, $\alpha_1 \equiv d\epsilon/d(kz) = \text{const} < 0$, и нелинейной от z_L до z_N при $gr(\epsilon) \equiv d\epsilon/d(kz)/(\epsilon)^{3/2} = \text{const}$, причем на слое функция $\epsilon'(kz)$ непрерывна вместе с первой производной, где $k=2\pi/\lambda$, λ - длина волны в свободном пространстве. Угол θ_1 отсчитывается от оси z в плоскости zy . В соответствии с предлагаемым методом решения неоднородный слой представляется дискретной моделью из N однородных подслоев переменной толщины, которая определяется законом изменения волнового сопротивления на слое (для случая $\theta_1=0$, $\epsilon''=0$ принимается $\delta^2 = \epsilon_n/\epsilon_{n+1} = \text{const}$).

1. Представим решение уравнений Максвелла через два независимых решения для H ($E_x \neq 0$, $E_y=0$, $E_z=0$) и E ($H_x \neq 0$, $H_y=0$, $H_z=0$) волн

$$E_x^n = A_H^n \exp(-i\sqrt{\epsilon'_n} \cos \theta_n kz) + C_H^n \exp(i\sqrt{\epsilon'_n} \cos \theta_n kz), \quad (1H)$$

$$H_y^n = A_E^n \exp(-i\sqrt{\epsilon'_n} \cos \theta_n kz) + C_E^n \exp(i\sqrt{\epsilon'_n} \cos \theta_n kz), \quad n=1,2,\dots,N, \quad (2E)$$

остальные составляющие полей находятся через E_x и H_y [5].

Направление вектора Пойнтинга для проходящей H волны (Φ_{nH}) (E волны (Φ_{nE})) или для волны за слоем ($n=N$) определяется соотношением

$$\text{ctg} \Phi_{nH} = \text{Re} \sqrt{\epsilon'_n / \epsilon_0 - 1}, \quad \text{ctg} \Phi_{nE} = \frac{\text{Re}(\epsilon'_n / \epsilon_0 \sqrt{\epsilon'_n / \epsilon_0 - 1})}{\text{Re}(\epsilon'_n / \epsilon_0)}. \quad (3)$$

Величина $\epsilon'_0 = \epsilon'_1 \sin^2 \theta_1$ является инвариантом на слое, т. е. $\epsilon'_0 = \epsilon'_n \sin^2 \theta_n$.

При $\epsilon''/\epsilon_0 \ll 1$ принимаем

$$\epsilon_1 \sin^2 \theta_1 = \epsilon_n \sin^2 \theta_n = \epsilon_0, \quad (4)$$

где ϵ_0 - точка заворота, соответствующая $\theta_n \rightarrow \pi/2$, причем $\Phi_n = \theta_n$.

2. В случае Е волн для амплитуд волн A_E^n, C_E^n , коэффициентов отражения $R_E^n = C_E^n / A_E^n$ имеют место следующие соотношения [1,4]

$$R_E^n \exp(2i\rho_n) = R_{0E}^n = \frac{r_E^n + R_{0E}^{n+1} \exp(i\Delta\rho_{n+1})}{1 + r_E^n R_{0E}^{n+1} \exp(i\Delta\rho_{n+1})}, \quad R_{E(H)} \equiv R_{E(H)}^1, \quad (5E)$$

$$A_E^{n+1} = A_E^1 \exp\{-i(1 - 1/\delta_n) \sum_{p=1}^n \rho_p\} P_E^{n+1}, \quad P_E^n = \prod_{m=1}^{n-1} \{1 - r_E^m (1 - R_{0E}^m)\}, \quad (6E)$$

где $n=1, \dots, N-1$, $R_{0E}^N = 0$, $\rho_n = \sqrt{\varepsilon'_n} \cos \theta_n k z_n$, $\delta_n = \sqrt{\varepsilon'_n} \cos \theta_n / (\sqrt{\varepsilon'_{n+1}} \cos \theta_{n+1})$,

$$\Delta\rho_n = -2\sqrt{\varepsilon'_n} \cos \theta_n k(z_n - z_{n-1}), \quad r_H^n = \frac{\delta_n - 1}{\delta_n + 1}, \quad r_E^n = \frac{\delta_n \varepsilon'_{n+1} / \varepsilon'_n - 1}{\delta_n + 1}. \quad (7)$$

В свою очередь для Н волн будут справедливы соотношения (5Е) и (6Е), если заменить в них индексы Е на Н, обозначим их соответственно (5Н), (6Н).

Обсуждаемый в настоящем докладе метод решения предполагает, что способ разбиения неоднородного слоя на однородные подслои разной толщины задается условием

$$\delta^2 = (\varepsilon_n - \varepsilon_0) / (\varepsilon_{n+1} - \varepsilon_0) = \text{const}. \quad (8)$$

Метод удобен для изучения полей около точки заворота, с приближением к которой $N \rightarrow \infty$.

3. В случае нормального падения волны на слой без поглощения ($\varepsilon''=0$) имеем, что $\delta^2 = \varepsilon_n / \varepsilon_{n+1} = \text{const}$ и следовательно

$$r_H^n = -\delta r_E^n = (\delta - 1) / (\delta + 1), \quad \Delta\rho_{n+1} = (\delta - 1) / \{v_n \text{gr}(\varepsilon_1)\}, \quad (9)$$

где $v_n = \delta^{3n}$ при $n < L$, $v_n = 1$ при $n > L$.

Примем $\varepsilon_L \rightarrow 0$ ($L \rightarrow \infty$) и определим сходимость произведения P_H^n в (6Н), используя признак сходимости Доламбера соответствующего ряда. Тогда при достаточно больших n получим, что произведение P_H^n расходится, а значит $|E_x| \rightarrow \infty$ при $\varepsilon_L \rightarrow 0$. Аналогично из (6Е) получим, что расходится $1/P_E$, откуда $|H_y| \rightarrow 0$ при $\varepsilon_L \rightarrow 0$, что совпадает с [7].

Точное решение (1Н), (5Н), (6Н) при $\delta^2 \rightarrow \text{сводится}$ к дифференциальному уравнению Риккати, демонстрируя переход от дискретной модели среды к непрерывной.

Выражение для коэффициента отражения в окрестности точки $\varepsilon=0$ при $\Delta\rho_n = \text{const}$ и $\varepsilon_N \rightarrow 0$ будет

$R_{0P} = \gamma + i\beta$, где $\beta = 4/\text{gr}(\varepsilon_L)$ ($|\beta| \ll 1$), $\gamma = \sqrt{1 - \beta^2}$, в этом случае в (5) примем $N = L$, $R_0^N = R_{0P}$.

Решение на линейном участке при $L \rightarrow \infty$ представляется непрерывной функцией $R_0 = f(\text{gr}(\varepsilon_1), \varepsilon_L/\varepsilon_1)$ и $|R_0| \rightarrow 1$ при $\varepsilon_L/\varepsilon_1 \rightarrow 0$ и $\varepsilon_1 \rightarrow 0$, а значит $S_L/S_1 = 1 - |R_0|^2 \rightarrow 0$ [1]. В результате точное решение позволяет выделить особую плоскость $\varepsilon=0$, до которой волна по плотности потока не доходит, причем $|E| \rightarrow \infty$ и $|H| \rightarrow 0$ при $\varepsilon_L \rightarrow 0$. Точка $\varepsilon=0$ является критической точкой, поведение решения около которой качественно зависит от малых изменений параметров. Наличие поглощения приведет к тому, что Е станет конечным при $\varepsilon=0$, особая плоскость "расплывется" в слой, толщина d которого $kd \approx |\text{Im}(\varepsilon - i\varepsilon'')/\alpha_1|$. И в зависимости от величины поглощения волна либо будет распространяться вдоль слоя, либо пройдет в область $\varepsilon < 0$ (см. ниже). При этом резкое возрастание Е может привести к нелинейным эффектам.

III. Результаты теоретических исследований полей

1. Рассмотрим применимость формул нормального падения волны на слой без поглощения. Принимая $\theta_1 \ll 1$ и $\delta^{2n} \gg 1$ можно показать, что формулы нормального падения справедливы при $\delta^{2n} (\theta_1)^2 \ll 1$ и в этом случае $\text{gr} \varepsilon \approx -r_H$ (здесь и далее верхний индекс n опускаем). При этом плоскостойкая модель применима при условии $\rho_N = \sqrt{\varepsilon_N} k r_N \gg 1$, где r_N - радиус кривизны уровня постоянной концентрации $\varepsilon = \varepsilon_N$. При $\rho_N \approx 1$ падающая волна на слое $\varepsilon = \varepsilon_N$ рассеивается во все стороны (закон Снелля нарушается), приводя к потерям падающего излучения (случай в рамках плоскостойкой модели соответствует "принципу неопределенности"). Таким образом условие $\delta^{2n} (\theta_1)^2 \ll 1$ при $\rho_N = \sqrt{\varepsilon_N} k r_N \gg 1$ является критерием применимости модели нормального падения волны на плоскостойкую среду.

2. Теперь оценим значения полей около точки заворота при $\varepsilon''=0$ ($\varepsilon'' \ll \varepsilon_0$). Легко показать, что в случае $\delta^{2n} (\theta_1)^2 \gg 1$ волна распространяется почти вдоль плоского слоя и при этом

$$r_H \approx (\delta - 1)/2, \quad r_E \approx r_H,$$

а значит решения для R_{0H} и R_{0E} в рассматриваемой области приблизительно совпадают. Отсюда, поскольку решение для Н волн после введения $\varepsilon^3 = \varepsilon(kz) - \varepsilon_0$ адекватно случаю нормального падения, когда $|R^3| \rightarrow 1$ при $\varepsilon^3 \rightarrow 0$, то при $\varepsilon_L \rightarrow \varepsilon_0$ имеет место $|R_H| \rightarrow 1$, а $|R_E| < |R_H|$, т. к. $r_E \approx -r_H$ при $\delta^{2n} (\theta_1)^2 \ll 1$. Изменение знака r_E с уменьшением θ_n приведет к тому, что коэффициент отражения пройдет через ноль при $\varepsilon = \varepsilon_n$. В этом подслое будет только проходящая волна с направлением вектора Пойнтинга,

определяемым из соотношения: $\varepsilon_0 = \varepsilon_n \sin^2 \theta_n$. В результате создаются условия для появления волны вдоль неоднородного слоя.

Для рассматриваемого случая получены следующие оценки (по порядку величины). Пусть $\varepsilon = 0$ при $z = z_m$, тогда $\varepsilon_m \approx 2\varepsilon_0$, $\theta_m \approx \pi/4$; $\varepsilon_n \approx 4\varepsilon_0$, $\theta_n \approx \pi/6$. Если принять $R = 0.5$, то этому значению коэффициента отражения соответствует $\varepsilon_R \approx 0.002(\alpha_1)^{2/3}$ [4]. Поэтому, принимая $\varepsilon_n \approx \varepsilon_R$, получим, что для случая распространения волны вдоль слоя должны быть справедливы соотношения: $\varepsilon'' \ll (10^{-4} \dots 10^{-5})(\alpha_1)^{2/3}$ и $\varepsilon_1 \Delta \theta_1^2 \approx (0.002)^2 (\alpha_1)^{2/3}$.

3. Рассмотрим нормальное падение луча (имеющего конечную толщину и малую расходимость) на неоднородный слой с поглощением. Пусть слабая неоднородность вдоль слоя задается предположением о том, что однородные подслои не параллельны в соответствии со случайным законом $\Delta\theta(\varepsilon_n)$. И пусть $\Delta\theta_1$ является приведенным к началу слоя средним значением. Сначала обратим внимание на неустойчивость решения для нормального падения плоской волны на слой без поглощения в полупространстве $\varepsilon > 0$, из-за чего сколь угодно малое возмущение $\Delta\theta_1$ в соответствии с (4) при $\varepsilon \rightarrow \varepsilon_0$ приводит к $\theta \rightarrow \pi/2$. Кроме этого из (3), (4) следует, что в зависимости от величины $\varepsilon''/\varepsilon_0$ ($\varepsilon_0 = \varepsilon_1 \Delta \theta_1^2$) выделяются два существенно разные решения, отличающиеся направлением распространения проходящей волны в окрестности точки заворота: первое - $\varphi_{nH} = \varphi_{nE} \rightarrow \pi/2$ для $\varepsilon''/\varepsilon_0 \ll 1$, а второе - $\varphi_{nH} = \varphi_{nE} = 0$ для $\varepsilon''/\varepsilon_0 \gg 1$; в промежуточном случае при $\varepsilon_n = \varepsilon_0 = \varepsilon''$ будет $\varphi_{nE} = \pi/6$, а $\varphi_{nH} = \pi/4$. В качестве критерия применимости первого решения примем условие $\varepsilon''/\varepsilon_1 < a (\Delta\theta_1)^2$ ($a \approx 0.1$), при выполнении которого волна распространяется вдоль плоского слоя преимущественно по оси y . С увеличением поглощения раствор конуса рассеяния от $\theta = \pi/2$ уменьшается до $\theta = 0$ в пределе.

Если применить к решениям для $\varepsilon''/\varepsilon_0 \ll 1$ и $\varepsilon''/\varepsilon_0 \gg 1$ предельный переход $\theta_1 \rightarrow 0$ и принцип предельного поглощения [5] при $\varepsilon'' \rightarrow 0$, то получим, что в случае нормального падения без поглощения справедливы оба решения. Но поскольку для этого случая показано выше, что $|R| \rightarrow 1$ при $\varepsilon_n \rightarrow 0$ и волна не доходит до точки $\varepsilon = 0$, то имеет место единственность решения задачи. Последнее не имеет места в решении через функции Эйри [5] при нормальном падении волны на линейный слой без поглощения, когда волна проходит в область отрицательных ε , приводя к многозначности решения с учетом неустойчивости (т. е. при введении $\Delta\theta_1$, что приводит к $\theta \rightarrow \pi/2$ при $\varepsilon \rightarrow 0$). Заметим, что приближенный характер решения для линейного слоя через функции Эйри при $\alpha_1 \ll 1$, $\varepsilon_1 = 1$ отметил еще Фок [6, доб.2].

В результате при нормальном падении волны на линейный плоский слой возмущение по θ при $\varepsilon''/\varepsilon_0 \ll 1$ приводит к качественному изменению решения, а именно к появлению E волны вдоль слоя. Теория и способы генерации поверхностных волн весьма подробно обсуждаются в [3].

IV. Заключение

Предложенный метод решения волнового уравнения позволяет сократить количество независимых параметров для коэффициента отражения и в результате упростить теоретические и расчетные исследования отражения и прохождения волн в плоскостной среде.

В результате теоретических исследований случая нормального падения волны на линейный слой без поглощения выделена особая плоскость $\varepsilon = 0$, так что $|E| \rightarrow \infty$ и $|H| \rightarrow 0$ при $\varepsilon \rightarrow 0$. Решение вблизи критической точки $\varepsilon = 0$ качественно зависит от малых изменений параметров.

Описано "растекание" луча вдоль каустики, зависящее от поляризации электромагнитной волны, неоднородности среды и поглощения. Дан соответствующий критерий.

Метод может применяться в акустике, в исследованиях неоднородной магнитоактивной плазмы и др..

V. Список литературы

- [1] Козлов И.П. // Распространение и дифракция электромагнитных волн /М., МФТИ. 1993. С.104 - 113.
- [2] Kozlov I.P. (IAF-94-U.2.469). 45-th Congr. of the Intern. Astr. Federation., Oct. 9-14, 1994 /Jerusalem, Israel. 4с.
- [3] Агранович В.М., Миллс Д.Л. Поверхностные поляритоны. М.: Наука. 1985. 346с.
- [4] Козлов И.П. // Радиотехника и электроника. 1997. №
- [5] Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. М.: Наука, 1967. 683с.
- [6] Фок В.А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. М. Изд-во "Сов. радио", 1970. 560с.
- [7] Козлов И.П. // Тезисы докл. РНТО РЭС им. А.С. Попова/М. 1995. 2с.

NEAR CAUSTIC FIELDS INVESTIGATIONS

Kozlov I.P.

RIAME MAI, 4 Volokolamskoye Sh., Moscow-125810, Russia
Fax (095) 158-0367, E-mail: RIAME.MAI@REX.IASNET.COM

A method of solving a task of flat electromagnetic wave propagation in inhomogeneous dielectric layer of the given thickness [1], developed by author, is presented. This method is supposed to divide inhomogeneous layer in several homogeneous sublayers of the different thickness which depend on permittivity. This method enables to reduce a number of layer parameters. Phenomenon of wave scattering along layer near special point $\varepsilon = 0$ for the normal wave incidence is described and criterium of this phenomenon appearance is given. A new criterium of ray-optical solution application is given. Calculation results of the fields near caustic are given.

ВОЗМУЩЕНИЯ В СРЕДНЕШИРОТНОЙ D-ОБЛАСТИ ИОНОСФЕРЫ ВО ВРЕМЯ МАГНИТНЫХ БУРЬ И СОЛНЕЧНЫХ ВСПЫШЕК

Гоков А.М., Тырнов О.Ф.
ХГУ, Харьков, Украина

Аннотация - Экспериментально с помощью метода частичных отражений изучены характеристики квазиволновых возмущений в D-области ионосферы и вариации параметров ионосферной плазмы (плотность электронов N , скорость дрейфа V мелкомасштабных неоднородностей электронной плотности) во время магнитных бурь и внезапных ионосферных возмущений.

I. Введение

Для разработки надежной динамической модели нижней ионосферы необходимо детальное изучение пространственно-временных изменений D-области ионосферы под воздействием возмущений различной природы. Наиболее важными являются естественные источники, такие как мощные землетрясения, извержения вулканов, сильные грозы, солнечные вспышки, магнитные бури, солнечный терминатор, стратосферные потепления и т.п. Воздействие солнечных вспышек и магнитных бурь сравнительно широко исследовано ряде работ (см., например, [1-4]). Однако для решения задачи моделирования имеющихся в литературе данных о влиянии этих источников недостаточно. Поэтому необходимо проведение направленных исследований, накопление экспериментальных данных. В настоящей работе приведены результаты экспериментальных исследований влияния солнечных вспышек (на примере внезапных ионосферных возмущений - ВИВ) и магнитных бурь (МБ) на среднеширотную D-область ионосферы, выполненных в Харьковском университете методом частичных отражений (ЧО).

II. Методики эксперимента и обработки данных

Экспериментальные исследования выполнены в средних широтах вблизи г. Харькова. Основные параметры аппаратуры были следующие: рабочие частоты $f = 2-4$ МГц, длительность зондирующих импульсов $t_i = 25$ мкс с частотой повторения 1-10 Гц. Регистрация амплитуд смеси ЧО сигналов и радишумов $A_{o,x}(z,t)$ и амплитуд радишумов $A_{o,xn}(t)$ (z - высота над поверхностью Земли, t - время) обыкновенной "о" и необыкновенной "х" поляризаций проводилась с помощью ЭВМ с 15 высотных уровней, начиная с 45 или 60 км через 3 или 6 км. Длительность регистраций $A_{o,xn}(t)$ и $A_{o,x}(z,t)$, выполненных во время 8 солнечных вспышек в 1983-1990 гг., составляла ~10 - 100 мин. Отдельно рассмотрены 4 события ВИВ длительностью $t < 30$ мин и 4 ВИВ с $t > 30$ мин. В 1984-1987 гг. выполнены измерения $A_{o,xn}(t)$ и $A_{o,x}(z,t)$ в периоды 8 магнитных бурь. В главной фазе МБ проведены непрерывные измерения в течение нескольких часов. До и после МБ в течение ряда дней (> 10) выполнены измерения длительностью $t = 10-20$ мин при фиксированных зенитных углах Солнца. Расчет высотных профилей плотности электронов $N(z)$ проведен по известной методике дифференциального поглощения [5]. Спектральная обработка массивов $A_{o,xn}(t)$ и $A_{o,x}(z,t)$ проводилась по методу Фурье.

III. Экспериментальные результаты. Солнечные вспышки.

Влияние солнечных вспышек на D-область ионосферы и характеристики ЧО сигналов исследовано на примере ВИВ. Проанализированы изменения $A_{o,xn}(t)$, $A_{o,x}(z,t)$ (а также их статистических характеристик) и параметров D-области во время 8 ВИВ. Анализ $A_{o,xn}(t)$ и $A_{o,x}(z,t)$ показал, что во время коротких ВИВ ($t < 30$ мин) и примерно в течение 10-20 мин после него наблюдаются квазипериодические затухающие изменения $A_{o,xn}(t)$ и $A_{o,x}(z,t)$. В результате спектральной обработки массивов $A_{o,xn}(t)$ и $A_{o,x}(z,t)$ (длительность выборок до и после события ВИВ составляла $t = 30$ мин) получено, что во время ВИВ в D-области генерируются или усиливаются волновые возмущения с периодами $T < 5$ мин., которые затухают в течение примерно 20-25 мин. При $t > 30$ мин волновые возмущения выражены меньше или не отмечаются вообще. На рис.1,а приведен пример спектров для зависимости $A_{o,x}(z,t)$ ($z=81$ км), полученной в эксперименте 16.10.1987 г., где отчетливо видно увеличение во время ВИВ спектральной плотности G составляющей с периодом $T < 5$ мин ($T = 4,8$ мин) с последующим уменьшением после события ВИВ (на рисунке кривые: 1 - $T = 8,5$ мин, 2 - $T = 3,4$ мин, 3 - $T = 4,8$ мин). Возможной причиной такого поведения ЧО сигналов от неоднородностей D-области может быть генерация или усиление акустико-гравитационных волн в результате резкого усиления интенсивности рентгеновского излучения Солнца во время ВИВ. Отметим, что подобные результаты (волновые возмущения с $T \sim 5$ мин) получены в [2] по регистрациям геомагнитного поля во время ВИВ.

Интересным оказалось поведение радишумов во время ВИВ: величина $k = A_{xn}/A_{on} > 1$ во время ВИВ, в то время как до и после него $k < 1$. Следует отметить, что подобное изменение k сравнительно часто наблюдалось нами и при других возмущениях как искусственных, так и естественных. Удовлетворительного объяснения этого явления пока нет.

Подобно [6] во время всех событий ВИБ нами проведено исследование природы ЧО сигналов: для 10 минутных регистраций во всем высотном диапазоне вычислены средние энергии рассеянной $\langle E_{o,xs}^2 \rangle$ и отраженной $\langle E_{o,xk}^2 \rangle$ составляющих ЧО сигналов. Каких-либо существенных отличий в высотном-временном распределении $\langle E_{o,xs}^2 \rangle$ и $\langle E_{o,xk}^2 \rangle$ во время ВИБ по сравнению с невозмущенными условиями и результатами работы [6] нами не обнаружено ни в период коротких, ни в период длительных ВИБ: соотношение между $E_{o,xs}$ и $E_{o,xk}$ оставалось типичным для невозмущенной нижней ионосферы, т.е. образования или усиления неоднородностей типа "резкая граница" не отмечалось.

Аналогично [4] исследованы изменения высотного профиля $N(z)$ во время ВИБ. Как и в [4], в наших измерениях отмечено заметное (в 1,5-4 раза) увеличение N на $z = 70 - 85$ км во время ВИБ. Профили $N(z)$, вычисленные за каждые последующие 3-4 мин во время ВИБ, отличались как по форме, так и по значениям N (на фиксированных высотах), после события значения N в D-области, в основном, восстанавливались в течение нескольких минут примерно к тем же величинам, что и до ВИБ. Пример таких изменений $N(z)$ приведен на рис. 1,б: кривые 1 - 3 получены во время короткого ВИБ в 12.30-12.40 LT 26.III.1986 г. через каждые 3,5 мин соответственно, кривая 4 - получена в 11.30 - 11.40 LT до события ВИБ.

IV. Магнитные бури.

Измерения методом ЧО выполнены во время 8 МБ: 16.XI.1984 г., 23.I.1985 г., 13.XI.1985 г., 13.XII.1985 г., 18.XII.1985 г., 13.III.1986 г., 2.X.1986 г. и 20.II.1987 г. Характерным для всех измерений во время МБ оказалось наличие интенсивных ЧО сигналов от области высот $z = 45-70$ км, превышающих уровень шумов в 5-15 раз. Электронная концентрация на этих высотах возрастала до значений $N \sim (2-8)10^2 \text{ см}^{-3}$. На рис. 1,в приведен пример изменений ионизации в нижней части D-области ионосферы во время двух МБ (кривые 1,2; измерения $N(z)$ выполнены при зенитном угле Солнца $77,5^\circ$). Дополнительная ионизация на $z < 65$ км во время МБ, по-видимому, вызвана высыпанием заряженных частиц, а вариации $N(z)$ - изменениями их интенсивности и спектра. Сравнивая экспериментальные $N(z)$ с характерными для данного сезона невозмущенными (например, по модели [7]), оценим дополнительную скорость ионообразования: $q_i \sim 1 - 4 \text{ см}^3 \text{ с}^{-1}$ для $z = 50-65$ км. Полагая, что на этих высотах основной вклад в q_i вносит ионизация выпадающими протонами с энергиями $E \sim 15-50$ МэВ, по методике [8] оценим поток выпадающих частиц во время МБ: $I_p \sim 0,05-0,12 \text{ см}^2 \text{ ср}^{-1} \text{ с}^{-1}$.

После магнитных бурь в течение примерно 5-10 суток с высот $z \sim 55-65$ км в 7 случаях из 8 зарегистрированы ЧО сигналы, также превышающие уровень радишумов в несколько раз. Замечено, что такие события хорошо коррелируют с высыпанием заряженных частиц из магнитосферы, которые регистрировались с помощью ИСЗ (о высыпании заряженных частиц в ионосферу в течение ряда дней после МБ сообщалось и в других работах, см., например, [9]). На рис. 1,в (кривая 3) приведен экспериментальный $N(z)$ -профиль, полученный методом ЧО в районе г.Харькова 15.VI.1983г. (в этот период времени, по данным ИСЗ "Метеор", зарегистрирован поток протонов $77,2 \text{ см}^2 \text{ с}^{-1}$ с энергиями $E \sim 15$ МэВ) после МБ. Здесь же дана характерная зависимость $N(z)$ (кривая 4) в невозмущенных условиях, сравнение с которой позволяет оценить увеличение скорости ионообразования за счет высыпания высокоэнергичных протонов в 40-10 раз соответственно для $z = 57-63$ км.

Нами исследованы изменения ионизации в дневной D-области ионосферы во время МБ на $z > 75$ км (в работе [3] сходные исследования проведены для ночных условий). На рис. 1,г изображены $N(z)$ -профили в D-области на средних широтах, полученные при фиксированном зенитном угле Солнца 78° до начала МБ (кривые 1-4) и в период МБ (кривые 5,6) в начале активного периода. Отчетливо видно, что в период МБ на $z = 78-90$ км значения N в 1,5-6 раз больше, чем до МБ. Аналогичная картина в изменениях $N(z)$ в D-области на средних широтах отмечена нами и во время других МБ. Похожие изменения $N(z)$ в верхней части D-области во время МБ наблюдались в [3] в ночное время.

Нами исследованы изменения $N(z)$ - профилей, полученных методом ЧО по измерениям в высоких широтах (вблизи г. Мурманска) зимой и весной 1974 г. в периоды МБ (регистрировались всплески геомагнитного поля, которые хорошо коррелировали с появлением интенсивных ЧО сигналов с высот нижней части D-области ионосферы). Характерным, как и в среднеширотных измерениях, оказалось наличие слоев повышенной ионизации на $z = 48-75$ км с $N < 10^3 \text{ см}^{-3}$. При этом в высокоширотных измерениях значения $N(z)$ в нижней части D-области обычно больше, чем в среднеширотных, что объясняется большей интенсивностью потоков выпадающих частиц на высоких широтах как в дневные, так и в ночные часы. Отметим, что приведенные выше результаты совместно с данными работ [1,3] дают сравнительно ясную картину качественных и количественных изменений $N(z)$ в D-области ионосферы во время МБ, что важно для решения задач моделирования.

Следует отметить, что в периоды измерений во время МБ (как и в период ВИБ), обсуждаемых здесь, почти всегда было $k > 1$. Интересным оказалось также то, что в регистрациях ЧО сигналов во время МБ имело место одновременное существование отраженной $E_{o,xk}$ и рассеянной $E_{o,xs}$ составляющих ЧО сигналов (для $z = 75-85$ км), причем доля $E_{o,xk}$ достигала 30 % (во время ВИБ соотношение между $E_{o,xk}$ и $E_{o,xs}$ оставалось таким же, как и в невозмущенных условиях, - существенно преобладала составляющая $E_{o,xs}$).

V. Выводы

В работе экспериментально получено:

а) в периоды коротких ВИБ во время солнечных вспышек в D-области ионосферы наблюдались квазиволновые возмущения амплитуд радишумов и частично отраженных сигналов с периодами $T < 5$ мин, которые, вызываются, вероятно, усилением или генерацией акустико-гравитационных волн;

б) в нижней части D-области ионосферы ($z < 70$ км) во время МБ и в течение 5-10 суток после них регистрировались слои повышенной ионизации с величинами $N \sim (2-8) \cdot 10^2 \text{ см}^{-3}$, которые, вероятно, обуславливаются выпадением заряженных частиц из магнитосферы;

в) в верхней части D-области ионосферы ($z > 70$ км) электронная концентрация возрастает в 2-6 раз днем в период МБ по сравнению с невозмущенными условиями.

VI. Список литературы

- [1] Митра А. Воздействие солнечных вспышек на ионосферу Земли. М.: Мир, 1977. 370 с.
- [2] Метелкин Е.В., Сорокин В.М., Федорович Г.В. О природе колебаний геомагнитного поля, генерируемых солнечными вспышками // Геомагнетизм и аэронавигация. 1982. Т. 22. N 5. С. 803.
- [3] Беликович В.В., Бенедиктов Е.А., Вяхирев В.Г., Гришкевич Л.В. Ночная ионизация D-области ионосферы умеренных широт в период магнитной бури // Геомагнетизм и аэронавигация. 1980. Т. 20. N 3. С. 547.
- [4] Беликович В.В., Бенедиктов Е.А., Гришкевич Л.В. и др. Результаты измерения электронной концентрации в D-области ионосферы во время внезапных ионосферных возмущений // Изв. вузов. Радиофизика. 1975. Т. 18. N 8. С. 1094.
- [5] Belrose J.S., Burke M.J. Study of the lower ionosphere using partial reflections // J. Geophys. Res. 1964. V. 32. N 4. P. 2799.
- [6] Гоков А.М., Гритчин А.И. Экспериментальные исследования некоторых механизмов, описывающих природу частично отраженных сигналов // Геомагнетизм и аэронавигация. 1993. Т. 33. N 4. С. 170.
- [7] Козин И.Д., Рубинштейн Б.М., Сайфутдинов М.А. и др. Адаптивная модель среднеширотной нижней ионосферы. Ионосферные исследования. М.: Наука, 1988. N 44. С. 119.
- [8] Харгривс Дж. Е. Верхняя атмосфера и солнечно-земные связи. Пер. с английского. М.: Мир, 1982. 332 с.
- [9] Lauter E.A. The post-storm ionization in the upper mesosphere. J. Meteorol. 1977. N 6. P. 67.

Рис. 1

Примеры спектров зависимостей $A_o(z, t)$ и плотности электронов в среднеширотной области D-ионосферы во время магнитных бурь и солнечных вспышек:

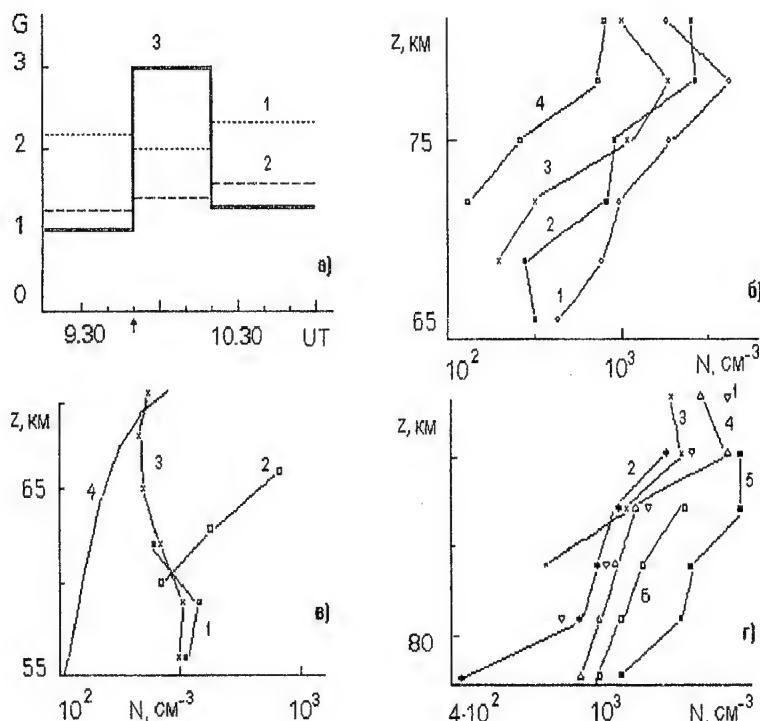
а) - пример спектров для зависимости $A_o(z, t)$ ($z = 81$ км), полученной в эксперименте 16.10.87 г.; кривые: 1- $T = 8,5$ мин, 2- $T = 3,4$ мин, 3- $T = 4,8$ мин;

б) - вариации $N(z)$ в D-области в период ВИБ: кривые 1-3 получены во время короткого ВИБ, кривая 4 - до события ВИБ;

в) изменения ионизации в нижней части D-области ионосферы во время магнитных бурь (кривые 1-3). Кривая 4 - модельный профиль $N(z)$.

г) изменения ионизации в верхней части дневной среднеширотной D-области ионосферы во время магнитной бури (при фиксированном зенитном угле Солнца 78° , кривые 5, 6).

Кривые 1-4 получены до начала МБ в течение нескольких дней.



DISTURBANCES IN MIDLATITUDINAL IONOSPHERIC D-REGION DURING MAGNETIC STORMS AND SOLAR FLARES

Gokov A.M., Tyrnov O.F.

Kharkov State University, 4 Svobody sq., Kharkov-310077, Ukraine

tel. 47-10-12, E-mail: gokov@edu20.kharkov.ua

Using a partial reflection technique, characteristics of quasiwave disturbances in a midlatitudinal ionospheric D-region and variations of ionospheric plasma parameters (the electron density N , the drift velocity V of small-scale N -irregularities) during magnetic storms and sudden ionospheric disturbances (SID), were experimentally investigated. We have found the following:

- a) over periods of short-time SIDs in the ionospheric D-region, acoustic-gravitational waves having periods of $T < 5$ min are generated or enhanced;
- b) in the lower ionospheric D-region ($z < 70$ km) during magnetic storms and 5-10 days later the enhanced-ionization layers with $N \approx (2-8) \cdot 10^2 \text{ cm}^{-3}$, which were due to charged particles precipitating from the magnetosphere, have been recorded;
- c) in the upper ionospheric D-region ($z > 70$ km), electron density during a day-time in a period of the magnetic storm becomes 2-6 times as many as if compared with that under quiet conditions.

ФЛУКТУАЦИИ ТЕМПЕРАТУРЫ АНТЕННЫ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ ВСПЛЕСКАМИ ДЕЦИМЕТРОВОГО СПОРАДИЧЕСКОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ СРЕДНЕШИРОТНОЙ ИОНОСФЕРЫ

Капанин И.И., Розуменко В.Т., Тырнов О.Ф.
ХГУ, Харьков, Украина

Аннотация - Проанализированы регистрации спорадического радиоизлучения (СР) на 1420 МГц и 1675 МГц, полученные вблизи г. Харькова в 1990 - 1995 гг. в течение более 5 000 часов. Измерительный комплекс включает в себя два модуляционных приемника с флуктуационным порогом чувствительности 1 - 2 К и две направленные в зенит антенны: Кассегрейна (диаметр зеркала 15 метров) и рупорной. Установлено, что флуктуации температуры антенны заключены в пределах $\Delta T_a = 2-5$ К, их длительность $\tau = 5 - 300$ с, период модуляции от 5 с до 30 с и глубина модуляции от 10 % до 70 % с наиболее вероятными значениями температуры 7 - 14 К, длительности 10-25 с, периода 10 с и глубины модуляции 20-30 %, соответственно. Плотность всплесков меняется крайне неравномерно при среднем значении 0,4 всплеска в час. Спектральный анализ показал что всплески с $\tau > 20$ с промодулированы разными частотами одновременно.

I. Введение

Работа радиотехнических систем в значительной степени определяется флуктуациями отношения сигнал/шум. Одним из источников флуктуирующих шумов является спорадическое радиоизлучение ионосферы. Впервые наблюдения собственного излучения ионосферы были выполнены в полярных областях (см., например, [1]). Оказалось, что радиоизлучение авроральной ионосферы наблюдается, по крайней мере, в диапазоне 1-30 000 МГц [1,2]. Поиск спорадического излучения на средних широтах был начат в 1969 г. [3,4] на длинах волн от 0,03 до 1,6 м. Все наблюдаемые явления можно условно разбить на три типа [5]: одиночные всплески длительностью порядка десятков и сотен секунд, шумовая буря (повышение флуктуаций), длительные изменения среднего уровня излучения. Наиболее часто наблюдаются явления первого типа со средними продолжительностью всплесков 0,5-4,5 минуты и яркостной температурой до 50 К (плотность потока излучения порядка 10^{-22} Вт м⁻² Гц⁻¹) в дециметровом и сантиметровом диапазонах; число всплесков в час (плотность всплесков) примерно пропорционально длине волны λ и для $\lambda = 0,16$ м составляет 0,5 всплеска в час, а для $\lambda = 0,5$ м примерно 4 всплеска в час.

В Харьковском госуниверситете наряду с наблюдением спорадического радиоизлучения в невозмущенных условиях также проводятся исследования спорадического радиоизлучения, обусловленного антропогенным воздействием на ионосферу.

II. Методика эксперимента и обработки данных

Известно (см., например, [6]), что в радиоизлучение ионосферы на частотах $f > 10^2 - 10^3$ МГц основной вклад дает тормозной механизм, обусловленный столкновениями электронов на высотах $60 \text{ км} \leq z \leq 150 \text{ км}$. Эффективная температура T_{eff} фонового тормозного излучения электронов фоновой плазмы определяется соотношением [6]:

$$T_{\text{eff}} \sim N_e N_n \lambda^2 T_e^2, \quad (1)$$

где N_e - концентрация электронов, N_n - концентрация нейтралов, T_e - температура электронов. Из (1) в частности следует вывод о существовании суточной зависимости T_{eff} . По порядку величины $T_{\text{eff}} \sim 1$ К.

Эффективная температура всплесков тормозного радиоизлучения ионосферы от вторичных электронов, появляющихся при ионизации потоками быстрых частиц, определяется соотношением [6]:

$$T_{\text{eff}} \sim \lambda^2 T_s^2 F, \quad (2)$$

где T_s - эффективная температура вторичных электронов, F - плотность потока энергии, вносимого в ионосферу быстрыми частицами. И в этом случае значения T_{eff} обычно оказываются порядка 1 К. В обоих случаях $T_{\text{eff}} \sim f^{-2}$, что качественно согласуется с результатами наших исследований в диапазоне частот $f \sim 0,15-2$ ГГц [7].

Введенным выше понятием эффективной температуры излучения удобно пользоваться, если область, являющаяся источником спорадического радиоизлучения, заведомо заполняет главный лепесток диаграммы направленности. Однако, проведенные нами исследования [7-9] с использованием

двух антенн (одна из них многолучевая), каждая с шириной главного лепестка менее 1° (коэффициент направленного действия $\sim 50\,000$), позволили установить, что всплески излучаются с квазипериодом $\tau \sim 10^{-3}$ с из отдельных областей ионосферы на высотах $z \sim 120$ км, отстоящих друг от друга в направлении север-юг на расстоянии $R \sim 50$ км, компонента горизонтальной кажущейся скорости перемещения которых в направлении восток-запад составляет $v \sim 30$ км/с; задержка всплесков из различных областей кратна $\tau/4$. Поэтому при использовании антенн с широкой диаграммой направленности понятием эффективной температуры излучения можно продолжать пользоваться, если ввести коэффициент заполнения диаграммы направленности излучающими областями. Однако, проще мощность на зажимах приемной антенны P можно выразить через плотность потока мощности излучения P :

$$P = PA_{\text{eff}} \Delta f, \quad (3)$$

где A_{eff} - эффективная площадь антенны, Δf - ширина полосы пропускания приемной системы. Таким образом, использование остронаправленной антенны увеличивает дисперсию принятого сигнала пропорционально эффективной площади антенны.

Предельно обнаружимая плотность потока P_{min} зависит от эффективной температуры шумов радиоприемной системы T_n :

$$P_{\text{min}} = 10 k T_n (C (\Delta f \Delta t)^{0.5})^{-1}, \quad (4)$$

где k - постоянная Больцмана, C - постоянная для данного типа приемника величина ($\sim 1-2$), Δt - время накопления сигнала.

Нами [7,9] проведено исследование методики обнаружения спорадического радиоизлучения ионосферы от T_n . В частности, к многолучевой антенне с шириной одного лепестка $\sim 1^\circ$ подключались поочередно охлаждаемый жидким гелием и высокотемпературный усилители высокой частоты. Установлено, что, в соответствии с (4), понижение T_n приводит к выделению на фоне тормозного излучения электронов фоновой плазмы всплесков все меньшей интенсивности, что позволяет исследовать более тонкие их свойства.

С целью уменьшения промышленных помех для исследований выбраны частоты 1420 МГц и 1675 МГц, отведенные для радиоастрономических наблюдений.

Одной из принятых проверок работоспособности методик измерения, кроме штатных проверок аппаратуры, является регистрация суточной зависимости радиоизлучения ионосферы.

О работоспособности методик также свидетельствует качественное согласие между теоретической и регистрируемой зависимостями интенсивности всплесков от частоты.

Измерительный комплекс включает в себя два модуляционных приемника с флуктуационным порогом чувствительности 1-2 К и две направленные в зенит антенны: Кассегрейна (диаметр зеркала 15 м) и рупорной.

III. Экспериментальные результаты

Флуктуации температуры антенны ΔT_a , обусловленные спорадическим излучением ионосферы, регистрировались в радиофизической обсерватории Харьковского госуниверситета вблизи города Харькова в течение более чем 5000 часов в 1990-1995 годах на частотах 1420 МГц и 1675 МГц.

Исследования подтвердили существование известных трех типов спорадического радиоизлучения ионосферы [5]. Почти все наблюдаемые явления относятся к типу одиночных всплесков. Шумовые бури и медленно меняющаяся компонента наблюдались крайне редко. Статистический анализ результатов показал следующее.

1. Всплески спорадического радиоизлучения ионосферы вызывают флуктуации температуры антенны $\Delta T_a = 2-45$ К длительностью $\tau = 5-300$ сек с наиболее вероятными значениями температуры 7-14 К и амплитуды 10-25 с.

2. Амплитуда большинства всплесков была промодулирована; периоды модуляции меняются от 5 с до 30 с, а глубина модуляции от 10% до 70% с наиболее вероятными значениями периода модуляции 10 с и глубины модуляции 20-30%. Квазимодуляция очевидно обусловлена микропульсациями типа P_1 , которые имеют периоды 1-40 с. Об этом свидетельствует не только распределение периодов модуляции, но и тот факт, что всплески длительностью более 20 с, как правило, одновременно промодулированы гармониками с разными частотами.

3. Плотность всплесков ото дня ко дню меняется крайне нерегулярно. Усредненное за весь период наблюдений значение плотности всплесков равно 0,4 всплеска в час. В течение суток плотность всплесков слегка увеличивается до и после полудня. Ее максимальные значения наблюдаются во время и после периодов высокой солнечной (числа солнечных пятен Вольфа $W > 150$) и геомагнитной активности.

IV. Выводы

Установлено, что всплески спорадического излучения ионосферы на частотах 1420 МГц и 1675 МГц на средних широтах в 1990-1995 годах вызывали флуктуации температуры антенны в пределах $\Delta T_a = 2-45$ К длительностью $\tau = 5-300$ с, которые были промодулированы гармониками с периодом от 5 с до

30 с и глубиной модуляции от 10% до 70%, с наиболее вероятными значениями температуры 7-14 К, длительности 10-20 с, периода 10 с и глубины модуляции 20-30%, соответственно. Плотность всплесков меняется крайне неравномерно при среднем значении 0,4 всплеска в час.

Обнаруженные флуктуации температуры антенны могут представлять интерес при проектировании и эксплуатации радиотехнических систем в диапазоне частот $f > 10^2 - 10^3$ МГц. Для оценки флуктуаций температуры антенны на частотах отличных от 1420 МГц и 1675 МГц можно воспользоваться соотношением $\Delta T_a \sim f^2$.

V. Список литературы

- [1] Egan R.D., Peterson A.M. Ionosphere bremsstrahlung radio emission. J.Geophys.Res., 1960, v.65, N , pp.3830-3836.
- [2] Буренин А.М., Клименко В.В. и др. Исследование авроральной ионосферы в СВЧ-диапазоне и овал полярных сияний // Геомагнетизм и аэрономия, 1981, т.21, N2, с.367-374.
- [3] Charman W.N., Jelley J.V., Fruin J.H. Spaced receiver observations of radio pulser // Nature, 1970, v.228, N5269, pp.346-348.
- [4] Троицкий В.С., Бондарь А.Н., Стародубцев А.М. и др. Спорадическое радиоизлучение из космоса на сантиметровых и дециметровых волнах // Доклады АН СССР, 1973, т.212, N3, с.607-609.
- [5] Троицкий В.С., Стародубцев А.М. и др. Поиск спорадического радиоизлучения из космоса на сантиметровых и дециметровых волнах // Изв. вузов. Радиофизика, 1973, т.16, N4, с.323-340.
- [6] Клименко В.В., Трахтенгерц В.Ю. Собственное излучение полярной ионосферы // В кн.: Физические процессы в полярной ионосфере. Якутск: ЯФ СО АН СССР, 1985, с.3-20.
- [7] Rozumenko V.T., Kostrov L.S., Martynenko S.I., Misyura V.A., Tyrnov O.F., Tsymbal A.M., Chernogor L.F. Studies of global and large-scale ionospheric phenomena due to sources of energy of different nature // Tr. J. of Physics, 1994, v.18. N11. pp.1193-1198.
- [8] Капанин И.И., Кириллов И.А., Мисюра В.А., Розуменко В.Т. и др. Исследование характеристик спорадического радиоизлучения ионосферы на средних широтах // XVI Всес. конф. по РРВ, Тез. докл., ч1, Харьков, 1990, с. 128.
- [9] Капанин И.И., Карпачев А.И., Корбашев С.И., Марков В.А., Мизер Э.Г., Розуменко В.Т., Соломин В.Б., Толкачев А.А. Исследование спорадического радиоизлучения ионосферы на средних широтах // В кн.: "Радиофизическая информатика". Тез. докл., Москва, Научный совет АН СССР по проблеме "Статистическая радиофизика", РТИ им. акад. Минца Л.А., 1990. с.117.

ANTENNA TEMPERATURE FLUCTUATIONS DUE TO SPORADIC BURSTS OF DECIMETER RADIO EMISSION FROM THE MIDLATITUDE IONOSPHERE

Kapanin I.I., Rozumenko V.T., Tyrnov O.F.

Kharkov State University, 4 Svobody Sq., Kharkov-310077, Ukraine

tel. 47-10-12, E-mail: rozum@edu20.kharkov.ua

The records of sporadic radio emission (RE) bursts at 1420 MHz and 1675 MHz made near Kharkiv in 1990-1995 during more than 5000 hours have been analyzed. The facilities comprise two Dicke microwave radiometers with a fluctuation resolution threshold of 1-2 K, two antennas directed at the zenith, the Cassegrain system (15 m in diameter) and the horn radiator. It has been found that the RE bursts have the following parameters. Antenna temperature fluctuations vary within $\Delta T_a = 2-45$ K, their duration within $t = 5-300$ s, modulation periods within 5-30 s, and the modulation depth within 10-70 % with the most probable temperature magnitudes of 7-14 K, duration of 10-25 s, period of 10 s, and modulation depth of 20-30 %, respectively. The recurrence rate of bursts varies extremely irregular with the average of 0.4 bursts per hour. The spectral analysis of data shows that the bursts with $t > 20$ s are modulated with different frequencies simultaneously.

ДИСПЕРСИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ В НЕОДНОРОДНЫХ ПЛАЗМЕННЫХ СРЕДАХ

О.В.Лазоренко, Л.Ф.Черногор
Харьковский госуниверситет

Аннотация - Предложены вещественные модели сверхширокополосных сигналов и уточнены выдвигаемые к ним требования. Получены аналитические решения задачи о распространении высокочастотных сверхширокополосных сигналов в однородном, линейном и параболическом слоях плазмы.

I. Введение

В последнее время возрос интерес к использованию сверхширокополосных (СШП) сигналов для дистанционного радиозондирования льда, земных недр, всепогодной ближней радиолокации, связи с погруженными подводными лодками, локация приповерхностного слоя Земли и т.п. [1,2]. Эти сигналы также привлекают внимание теоретиков [3].

Представляется целесообразным применение СШП сигналов для радиолокации космических объектов, дистанционного радиозондирования околоземного космического пространства, ионосферно-магнитосферной радиосвязи и т.п. В этих случаях дисперсионные эффекты могут оказаться определяющими.

Целью работы является аналитическое и численное моделирование дисперсионных искажений высокочастотных СШП сигналов, возникающих при их распространении в плазменных средах, имеющих закон дисперсии

$$n^2(f) = 1 - f_p^2 / f^2$$

где f_p - частота сигнала и плазменная частота среды соответственно. Такой закон дисперсии справедлив, например, в ионосфере Земли. Заметим, что дисперсионные искажения узкополосных сигналов хорошо изучены [4]. Что же касается дисперсии СШП сигналов, то здесь попытки оценки величины эффекта только предпринимаются [5].

Под сверхширокополосным сигналом понимаем сигнал, которого показатель широкополосности

$$\mu = 2(f_{\max} - f_{\min}) / (f_{\max} + f_{\min}),$$

где f_{\max} и f_{\min} - максимальная и минимальная частоты функции спектральной плотности сигнала, удовлетворяет условию [1]

$$1 \leq \mu < \infty.$$

Под высокочастотным СШП сигналом будем понимать СШП сигнал, распространяющийся в плазменной среде, для которого выполняется условие

$$f_{\min} > f_p.$$

II. Основные результаты

При распространении СШП сигнала в полубесконечной среде ($z > 0$), которая характеризуется передаточной функцией

$$\dot{K}(F, Z) = K(F, Z) \exp(-i \varphi(F, Z))$$

(здесь и далее точка сверху над величиной обозначает ее комплексность), амплитуда электрического поля $E(T, Z)$ на расстоянии z от границы среды имеет вид [4]

$$E(T, Z) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(F) \dot{K}(F, Z) \exp(i 2 \pi F T) dF$$

где

$$\dot{S}(F) = \int_{-\infty}^{\infty} E_0(T) \exp(-i 2 \pi F T) dT$$

- спектральная плотность падающего на среду сигнала $E_0(T) = E(T, 0)$, τ - длительность сигнала, c - скорость света в вакууме,

$$T = (t - z / c) / \tau, \quad Z = z / c \tau, \quad F = f \tau,$$

T имеет смысл безразмерного времени в системе координат, движущейся со скоростью c в том же направлении, что и сигнал. В такой системе координат функция $E(T, Z)$ определяет форму сигнала на расстоянии Z от границы среды и не учитывает запаздывания, связанного с конечностью скорости света, Z и F - безразмерные координата и частота соответственно.

В случае неоднородной плазменной среды при отсутствии поглощения

$$\dot{K}(F, Z) = \exp(-i2\pi F \int_0^Z n(F, Z) dZ)$$

где $n(F, Z)$ - показатель преломления среды.

Выражение для $E(T, Z)$ в однородной среде, полученное методом стационарной фазы [7, 8], имеет вид

$$E(T, Z) = \sum_{i=1}^n \sqrt{2\pi} \left| \frac{d^2 p}{dF^2} (F_{ci}) \right|^{-1/2} S(F_{ci}) \exp(\pm i \frac{\pi}{4} + i p(F_{ci}))$$

где выбор знака '+' или '-' определяется знаком $d^2 p / dF^2$ при $F = F_{ci}$,

$$p(F, Z) = 2\pi F(T + Z(1 - n(F))) + \varphi_s(F),$$

- фаза, стационарные точки F_{ci} которой находятся из условия $\frac{dp}{dF} = 0$

$$\dot{S}(F) = S(F) \exp(i \varphi_s(F))$$

Для дальнейшего анализа необходимы конкретные модели СШП сигналов $E_0(T)$. Основные требования к ним таковы:

$$\int_{-\infty}^{\infty} E_0(T) dT =$$

(условие излучения СШП радиосигнала), $E_0(0) = E_0(1) =$, а также условие непрерывности функции $E_0(T)$. При разработке аналитических моделей мы также стремились к их простоте и адекватности. Примерами таких моделей могут быть следующие:

$$\begin{aligned} E_{01}(\tilde{T}) &= (-1)^n \sin(2\pi n \tilde{T}) \Theta(\tilde{T}) \\ E_{02}(\tilde{T}) &= (-1)^n \sin(2\pi n \tilde{T}) \exp(-(2\tilde{T} - 1)^2) \Theta(\tilde{T}) \\ E_{03}(\tilde{T}) &= (-1)^n \exp(-|2\tilde{T} - 1|) \sin(2\pi n \tilde{T}) \Theta(\tilde{T}) \\ E_{04}(\tilde{T}) &= (-1)^n (1 - |2\tilde{T} - 1|) \sin(2\pi n \tilde{T}) \Theta(\tilde{T}) \\ E_{05}(\tilde{T}) &= (1 - |2\tilde{T} - 1|) \cos(2\pi n \tilde{T}) \Theta(\tilde{T}) \end{aligned}$$

где $\tilde{N} = 2n$ для четырех первых моделей, $\tilde{N} = n + 1$ для последней, \tilde{N} - количество лепестков СШП сигнала, $\eta(\tilde{T})$ - функция Хэвисайда,

$$\Theta(\tilde{T}) = \eta(\tilde{T}) - \eta(\tilde{T} - 1), \quad \tilde{T} = t / \tau.$$

Выберем, например, модели 4 и 5. Для однородного плазменного слоя с законом дисперсии

$$n^2(F) = 1 - F_p^2 / F^2 \quad \text{имеем}$$

$$E(T, Z) = \frac{1}{2^{1/4} \pi^{3/2}} \frac{A^{1/4}}{T^{3/4}} \frac{f_2(A, T)(1 - f_1 \cos(\pi \sqrt{A / 2T}))}{(n^2 - A / 2T)^2} \cos(2\pi \sqrt{2AT} + \frac{\pi}{4})$$

где $A = ZF_p^2$, $f_1 = (-1)^n$, $f_2(F) = nF$ для модели 4, $f_1 = 1$, $f_2(F) = n^2 + F^2$

для модели 5. Данное решение применимо при $t g(2\pi \sqrt{2AT}) \gg 2\sqrt{2A / T^3}$

Для линейного слоя толщины Z_m , начинающегося при $Z=0$ и имеющего закон изменения концентрации электронов вида $N(Z) = N_m Z / Z_m$, где $N_m = N(Z_m)$, справедливо следующее выражение

$$\begin{aligned} E_i(T, Z) &= \frac{1}{2\pi^2} \frac{A^{1/2} f_{2i}(A, T)}{T^{3/4} A_m^{1/4}} \frac{(1 - f_1 \cos(\pi A \sqrt{1 / 2TA_m}))}{(n^2 - A^2 / (4TA_m))^2} \times \\ &\times \cos(2\pi A \sqrt{T / A_m} + \frac{\pi}{4}), \end{aligned}$$

где $f_{2i}(A, T) = nA / (2T^{1/2} A_m^{1/2})$ для модели 4,

$$f_{2l}(A, T) = n^2 + A^2 / (4TA_m) \quad \text{для модели 5.}$$

В случае параболического слоя, для которого $N(Z) = N_m(1 - (1 - Z/Z_m)^2)$, решение задачи имеет вид

$$E_p(T, Z) = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} \frac{A^{1/2} f^{1/2}(A) f_{2p}(A, T)}{T^{3/4} A_m^{1/4}} \frac{(1 - f_1 \cos(\pi A f(A) \sqrt{1/2TA_m}))}{(n^2 - A^2 f^2(A) / (4TA_m))^2} \times \\ \times \cos(3\pi A f(A) \sqrt{T/A_m} + \frac{\pi}{4}),$$

где $f_{2p}(A, T) = n A f(A) / \sqrt{4TA_m}$ для модели 4,

$f_{2p}(A, T) = n^2 + A^2 f^2(a) / (4TA_m)$ для модели 5,

$$A_m = Z_m F_{pm}^2, F_{pm} - \text{плазменная частота при } Z=Z_m, f(A) = \sqrt{2}(1 - A/3A_m)^{1/2}.$$

Условия применимости приведенных выше выражений таковы:

$$\pi g(2\pi A \sqrt{T/A_m}) \gg AT^{-3/2} A_m^{-1/2} \quad \pi g(3\pi A f(A) \sqrt{T/A_m}) \gg A f(A) T^{-3/2} A_m^{-1/2}$$

III. Заключение

Проведенные исследования показали, что дисперсионные искажения высокочастотных СШП сигналов, распространяющихся в однородной плазменной среде, сводятся к следующему.

Во - первых, по мере увеличения проходимого расстояния возникают новые лепестки, а энергия как бы перекачивается из ближайших к переднему фронту сигнала лепестков в возникающие последующие, в результате чего амплитуда лепестков постепенно уменьшается, а длительность сигнала возрастает.

Во - вторых, в системе координат, движущейся в ту же сторону, что и сигнал, со скоростью c , появляется запаздывание переднего фронта сигнала и запаздывание максимума его огибающей (такое понятие можно использовать по мере увеличения числа лепестков сигнала).

Учет неоднородной структуры среды с использованием линейного и параболического профилей концентрации электронов приводит к уменьшению возникающих дисперсионных эффектов, причем максимальный эффект для линейного слоя составляет половину, а для параболического - две третьих от соответствующего эффекта для однородного слоя. Уменьшается также скорость нарастания возникающих дисперсионных искажений.

С уменьшением μ описываемые эффекты, как и следовало ожидать, уменьшаются. Чем более узкополосен сигнал, тем меньше его дисперсионные искажения, связанные с различием в преобразовании разных спектральных компонент в среде. Установлено также, что дисперсионные эффекты слабо зависят от вида используемой модели сигнала.

Результаты данных исследований на практике могут быть использованы для отыскания оптимальных значений μ , при которых дисперсионные эффекты еще достаточно малы, а преимущества СШП сигналов уже заметно проявляются. Оценка оптимальных значений параметров имеет смысл для конкретных систем.

IV. Список литературы

- [1] Хармут Х. Теория секвентного анализа. Основы и применения. М.: Мир, 1980. 574 с.
- [2] Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. М.: Радио и связь, 1989.
- [3] Шварцбург А.Б. Импульсная электродинамика негармонических сигналов. Успехи физических наук. 1994. Т. 164. № 3. С. 333.
- [4] Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. М.: Наука, 1967. 684 с.
- [5] Лапин А.В., Чубинский Н.П. Закономерности распространения широкополосных радиоимпульсов в прозрачных диспергирующих средах. Изв. вузов, сер. Радиофизика, 1993, N7, с. 121-125.
- [6] Олвер Ф. Введение в асимптотические методы и специальные функции. Москва: Наука, 1978. 366 с.

DISPERSIVE DISTORSION OF HIGH-FREQUENCY ULTRAWIREBAND SIGNALS IN HETEROGENEOUS PLASMA MEDIA

Lazorenko O.V., Chernogor L.F.

Kharkiv State University, 4 Svoboda Sq., Kharkiv-310077, Ukraine
tel. (0572) 45-75-61

Recently the interests in the field of ultrawideband (UWB) radio signals application to remote radio sounding of ice and the bowels of the Earth, to communicating with submerged submarines, to all-weather radar, etc. have increased. It is expedient to apply UWB radar signals to the ionosphere-magnetospheric communication channels. This will allow to increase their throughput considerably. A wideband index μ of UWB signals satisfies the condition $2 > \mu > 1$. A general peculiarity of such signal propagation in plasma medium is their dispersion distortion. The analytical and numerical modelling results of the UWB signal propagation in plasma medium are described.

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ ЕСТЕСТВЕННОГО И ИСКУССТВЕННОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ В ОКОЛОЗЕМНОМ КОСМИЧЕСКОМ ПРОСТРАНСТВЕ

О.В. Лазоренко, Л.Ф.Черногор
Харьковский госуниверситет

Аннотация - Приведены примеры физических процессов естественного и искусственного происхождения в околоземном космическом пространстве, имеющих сверхширокий спектр. Выполнено численное моделирование распространения высокочастотных сверхширокополосных сигналов в однородном, линейном и параболическом плазменных слоях с учетом поглощения и без него. Обсуждается применимость полученных результатов для ионосферы Земли.

I. Введение

В последнее время в связи с появлением методов анализа и увеличением возможностей вычислительного эксперимента усилился интерес к анализу физических процессов, обладающих сверхшироким спектром. Такие сигналы в радиотехнике называют сверхширокополосными (СШП) [1,2]. Их принято характеризовать показателем широкополосности

$$\mu = 2(f_{\max} - f_{\min}) / (f_{\max} + f_{\min}),$$

где f_{\min} и f_{\max} — минимальная и максимальная частоты в спектре сигнала. При $f_{\max} \gg f_{\min}$ показатель $\mu \rightarrow$. Для обычных квазимонохроматических процессов $\mu \ll 1$.

В качестве примеров приведем процессы из области физики космоса и геофизики.

1. Метеорные потоки, вторгаясь в ионосферу Земли, вызывают колебания геомагнитного поля в диапазоне частот от ~ 0.01 до 1 Гц. Так в работе [3] наблюдались колебания с $f_{\min}=0.04$ Гц и $f_{\max}=0.4$ Гц ($\mu = 1.6$).

2. Электромагнитное излучение от грозových разрядов в виде свистов распространяется в ионосфере и магнитосфере. Спектр молниевых разрядов лежит в полосе от ~ 1 Гц до 10^6 Гц, основная часть энергии сосредоточена в диапазоне 10^2 - 10^5 Гц ($\mu \approx 2$) [4,5].

3. Электромагнитные поля от землетрясений, проникающие частично в ионосферу и магнитосферу, занимают диапазон частот $\sim 10^2$ - 10^2 Гц ($\mu \approx 2$), наибольший коэффициент прохождения имеют волны с частотой 0.3 - 10 Гц ($\mu=1.94$) [6].

4. Импульсы давления на микробарографах при точечных мощных взрывах, землетрясениях, взрывах вулканов и крупных небесных тел [7-9]. Им соответствуют длительности импульсов у источников $\tau \sim 0.1$ - 10 с ($W \sim 10^{12}$ - 10^{18} Дж), $\tau \sim 10$ - 10^2 с ($W \sim 10^{16}$ - 10^{19} Дж), $\tau \sim 1$ - 10 с ($W \sim 10^{17}$ - 10^{20} Дж), $\tau \sim 0.1$ - 1 с ($W \sim 10^{15}$ - 10^{17} Дж). На расстояниях $R > 3000$ км $\tau \sim 10$ - 30 мин для всех источников, причем $f_{\min} \sim 10^{-3}$ Гц, $f_{\max} \sim 0.1$ - 1 Гц. При этом $\mu \approx 2$.

Главной особенностью распространения СШП сигналов является их дисперсионное искажения. Для электромагнитных волн это вызвано дисперсионными свойствами околоземной космической плазмы, а для акустических и инфразвуковых - дисперсией приземного атмосферного волновода.

II. Основная часть

Для примера рассмотрим распространение СШП сигналов в плазменных средах (околоземном космическом пространстве). Исследования были проведены для различных разработанных нами моделей СШП сигналов и закона дисперсии

$$n^2(f) = 1 - f_p^2 / f^2.$$

При вычислениях использовался алгоритм дискретного быстрого преобразования Фурье с применением спектральных окон Барлетта, Ханна, Хэмминга, прямоугольного и усеченного гауссового окон [10]. Дискретизация исходного сигнала осуществлялась согласно теореме Котельникова.

Установлено, что дисперсионные искажения высокочастотных СШП сигналов (т.е. СШП сигналов, для которых выполняется условие $f_{\min} > f_p$, где f_{\min} — минимальная частота спектра сигнала, f_p — плазменная частота среды), имеют следующий характер. Во - первых, по мере увеличения проходного расстояния в среде у сигнала появляются новые лепестки, в результате чего увеличивается длительность сигнала τ . Во-вторых, энергия перекачивается из ближайших к переднему фронту лепестков в возникающие последующие, поэтому величина напряженности поля в максимуме огибающей E_{\max} (а о ней можно говорить по мере увеличения числа лепестков) падает. В-третьих, возникает запаздывание переднего фронта сигнала T_f и максимума огибающей в системе координат, движущейся со скоростью света в том же направлении, что и сигнал. Введение данной системы координат позволяет исключить запаздывание сигнала, связанное с конечностью скорости света.

Отметим, что при сравнении эффектов для однородного и линейного слоев оказывается, что для линейного слоя величины эффектов составляют примерно половину от наблюдающихся в однородном слое, а при сравнении однородного и параболического слоев достигают двух третей. Это объясняется тем, что в однородном слое сигнал уже в начале среды ($z=0$) сразу попадает в область максимальных

дисперсионных искажений, которая для линейного и параболического слоев наиболее сильно сказываются вблизи $z=z_m$. Важно также то, что по мере проникновения сигнала в среду описываемые эффекты увеличиваются с высотой линейно ($A \sim z$) для однородного, по квадратичному закону ($A \sim z^2$) для линейного и по более сложному полиномиальному закону ($A \sim z^2(2-z/z_m)$) для параболического слоев.

Как и следовало ожидать, с уменьшением μ величины дисперсионных эффектов также уменьшаются, что объясняется снижением относительной широкополосности сигнала.

Установлено, что наблюдаемые эффекты мало зависят от вида используемой модели сигнала и применяемого спектрального окна.

Учет поглощения показывает, что наблюдается подавление более низкочастотных спектральных компонент, причем во временной области этому соответствует подавление хвоста сигнала, а следовательно, уменьшение его длительности и амплитуды огибающей. Возникающий эффект слабо зависит от выбора модели сигнала и нормированного профиля электронной концентрации $N(z)$, но не от абсолютного значения N .

Соотношение между эффектами, связанными с дисперсионными искажениями и с поглощением, различное для разных областей ионосферы.

При использовании параболической аппроксимации профиля $N(z)$ в F - области (толщина слоя $z=200$ км, частота столкновений электронов $\nu=10^3$ с⁻¹) для дневной ионосферы ($f_p \text{ max}=10$ МГц) для сигналов с $\tau \leq 10^{-11}$ с, прошедших всю область, дисперсионные искажения незначительны, с $\tau \sim 10^{-10}$ с - малы, с $\tau \sim 10^{-9}$ с - значительны, с $\tau \sim 10^{-8}$ с - очень велики. Здесь поглощение фактически не оказывает влияния. В ночной F - области ($f_p \text{ max}=1$ МГц) дисперсионные эффекты появляются при $\tau \sim 10^{-8}$ с, становятся значительными при $\tau \sim 10^{-7}$ с, а при $\tau \sim 3 \cdot 10^{-7}$ с их можно оценивать как очень сильные. В последнем случае появляется поглощение, хотя оно не слишком велико. Так τ/τ_0 уменьшается на 16 %, T_m - на 15 %, $E_{\text{max}}/E_{\text{max}0}$ - 20 %, T_f фактически не меняется.

В E - области ($z=20$ км, $\nu=10^4$ с⁻¹, $f_p=1$ МГц) в следствие меньшей протяженности и большей частоты столкновений электронов наблюдается несколько иная картина. Дисперсионные эффекты незначительны для $\tau \leq 10^{-8}$ с, появляются при $\tau \sim 10^{-7}$ с, становятся значительными при $\tau \sim 3 \cdot 10^{-7}$ с. Поглощение сказывается слабо, причем только в последнем случае, когда τ/τ_0 уменьшается на 25 %, $E_{\text{max}}/E_{\text{max}0}$ - на 12 %, T_f и T_m почти не меняются.

Таким образом, в E - и F - областях ионосферы для высокочастотных СШП сигналов определяющими являются дисперсионные эффекты, а поглощение выражено сравнительно слабо.

В D - области ионосферы ($z=20$ км, $\nu=10^6$ с⁻¹, $f_p \text{ max}=0,1$ МГц) для $\tau \leq 3 \cdot 10^{-6}$ дисперсионные эффекты малы. Основную роль играет поглощение. Оно значительно для $\tau \sim 10^{-6}$ с, где $E_{\text{max}}/E_{\text{max}0}$ уменьшается на 60 %, и становится очень сильным при $\tau \sim 3 \cdot 10^{-6}$ с, когда $E_{\text{max}}/E_{\text{max}0}$ уменьшается на 98 %, т.е. сигнал почти полностью поглощается.

III. Заключение

1. Дисперсионные искажения высокочастотных СШП сигналов сводятся к увеличению относительной длительности сигнала τ/τ_0 , уменьшению относительной амплитуды его огибающей $E_{\text{max}}/E_{\text{max}0}$, появлению запаздывания переднего фронта сигнала T_f и запаздывания максимума огибающей T_m . Они являются существенными для сигналов, распространяющихся в E - и F - областях ионосферы. Для ночной F - области ($z_m=200$ км, $f_p=1$ МГц, $\nu=10^3$ с⁻¹) при $\tau \sim 10^{-9}$ - $3 \cdot 10^{-7}$ с $\tau/\tau_0 \sim 1,2$ - 120 , $T_f \sim 0,3$ - 13 , $T_m \sim 0,7$ - 35 , $E_{\text{max}}/E_{\text{max}0} \sim 0,99$ - $0,15$, для дневной F - области ($f_p=10$ МГц) при $\tau \sim 10^{-11}$ - 10^{-8} с $\tau/\tau_0 \sim 1,2$ - 520 , $T_f \sim 0,3$ - 40 , $T_m \sim 0,7$ - 120 , $E_{\text{max}}/E_{\text{max}0} \sim 0,99$ - $0,09$, для E - области ($z_m=20$ км, $f_p=1$ МГц, $\nu=10^4$ с⁻¹) при $\tau \sim 10^{-9}$ - $3 \cdot 10^{-7}$ с $\tau/\tau_0 \sim 1$ - 13 , $T_f \sim 0,1$ - 7 , $T_m \sim 0,4$, $E_{\text{max}}/E_{\text{max}0} \sim 1,00$ - $0,33$. В D - области ($f_p=0,1$ МГц, $z_m=20$ км, $\nu=10^6$ с⁻¹) дисперсионные эффекты для $\tau \sim 10^{-9}$ - $3 \cdot 10^{-6}$ с выражены очень слабо.

2. При фиксированном τ вклад различных областей ионосферы таков. Например, сигнал с $\tau=10^{-7}$ с при прохождении D-области не меняется, в E-области дисперсионные искажения сравнительно малы ($\tau/\tau_0 \sim 5$, $T_f \sim 0,7$, $T_m \sim 1,7$, $E_{\text{max}}/E_{\text{max}0} \sim 0,55$) и поглощения нет, зато в F-области наблюдается очень сильное дисперсионное расплывание ($\tau/\tau_0 \sim 520$, $T_f \sim 40$, $T_m \sim 120$, $E_{\text{max}}/E_{\text{max}0} \sim 0,09$) и заметное поглощение (τ/τ_0 уменьшается на 20 %, а $E_{\text{max}}/E_{\text{max}0}$ - на 8 %).

3. Учет поглощения приводит к подавлению наиболее низкочастотных спектральных компонент, чему во временной области соответствует подавление хвоста сигнала. Уменьшаются его длительность, амплитуда огибающей, времена запаздывания переднего фронта и максимума огибающей. Данные эффекты существенны для высокочастотных СШП сигналов в D - области ионосферы. Так при $\tau \sim 10^{-7}$ - $3 \cdot 10^{-6}$ с амплитуда огибающей уменьшается на 0-98 %, длительность импульса - на 0-40 % соответственно. В E - и F - областях ионосферы поглощение для указанных ранее параметров сигнала сказывается слабо.

IV. Список литературы

- [1] Хармут Х. Теория секвентного анализа. Основы и применения. М.: Мир, 1980. 574 с.
- [2] Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. М.: Радио и связь, 1989.
- [3] Campbell W.H. Magnetic micropulsations accompanying meteor activity. J. Geophys. Res., 1960, v. 65, N 8, p. 2241.
- [4] Блиох П.В., Николаенко А.П., Филиппов Ю.Ф. Глобальные электромагнитные резонансы в полости Земли-ионосфера. Киев, Наукова думка, 1977, 200 с.
- [5] Юман М. Молния. М.: Мир, 1972, 327 с.
- [6] Молчанов О.А. Прохождение электромагнитных полей от сейсмических источников в верхнюю ионосферу Земли. Геомагнетизм и аэрономия, 1991, т.31, N 1, с. 111-119.
- [7] Пасечник И.П. Характеристики сейсмических волн при ядерных взрывах и землетрясениях. М.: Наука, 1979, 192 с.
- [8] Обнаружение ядерных испытаний. Тематический сборник ТИИЭР, 1965, т.53, N 12.
- [9] Золотов А.В. К вопросу о концентрации энергии при взрыве тунгусского космического тела. ХТФ, 1967, т. 37, N 11, с. 2089-2094.
- [10] Марпл С.Л.-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990, 584 с.

СВЧ-измерения

Microwave Measurements

ОБ УЧАСТИИ УКРАИНЫ В РАБОТЕ МЕЖДУНАРОДНОЙ ОРГАНИЗАЦИИ КООМЕТ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ	
Ю.Ф. Павленко.....	411
ABOUT THE PARTICIPATION OF UKRAINE IN THE WORK OF THE INTERNATIONAL ORGANIZATION COOMET IN THE FIELD OF ELECTRONIC MEASUREMENTS	
Yu.F. Pavlenko	
ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ И КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИКОВ НА СВЧ	
В.В. Чижов.....	414
THE MAGNETODIELECTRIC PARAMETERS MEASUREMENT AND TESTING ERRORS ON SHF	
V.V. Chizhov	
ФАЗОИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА СВЧ-ДИАПАЗОНА	
Ю.П. Михайлюк.....	417
MICROWAVE PHASE MEASURING SYSTEM	
Yu.P. Mikhailyuk	
УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ЗОНДОВЫЕ УСТРОЙСТВА ШИРОКОГО ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КРИСТАЛЛОВ МОНОЛИТНЫХ СВЕРХБЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРОВЫХ МИКРОСХЕМ, АНАЛОГОВЫХ МОНОЛИТНЫХ МИКРОСХЕМ И ТРАНЗИСТОРОВ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ GaAs	
В.Е. Ионов, И.М. Аболдуйев, А.М. Зубков, В.Е. Дединец.....	419
THE UNIVERSAL MICROWAVE TEST PROBE SYSTEM FOR MEASUREMENT OF MONOLITHIC CIRCUITS PARAMETERS AND GaAs TRANSISTORS WITH FREQUENCY BAND UP TO 20 GHz	
V.E. Ionov, I.M. Abolduyev, A.M. Zubkov, V.E. Dedinets	

ОБ УЧАСТИИ УКРАИНЫ В РАБОТЕ МЕЖДУНАРОДНОЙ ОРГАНИЗАЦИИ КООМЕТ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Ю.Ф. Павленко
ГНПО "Метрология", Харьков

Аннотация - В докладе приводятся основные международные организации по метрологии и стандартизации и направления их деятельности. Рассматриваются результаты участия Украины в организации государственных метрологических учреждений стран Центральной и Восточной Европы (КООМЕТ) в области электронных измерений.

I. Введение

После обретения независимости Украина столкнулась с проблемой выхода на международную арену, на мировой рынок, что невозможно без участия ее в международных организациях, без гармонизации ее законодательства, стандартов и нормативно-технических документов с международными нормами и правилами. Естественно, что эта проблема существует и в такой ключевой области, связывающей многие отрасли науки и техники, как метрология и измерительная техника.

Цель доклада - представить краткую информацию об основных международных организациях, которые занимаются вопросами метрологии и стандартизации, а также проиллюстрировать некоторые результаты участия Украины в организации КООМЕТ в области электронных измерений.

II. Основные международные организации по метрологии и стандартизации

На основе Метрической конвенции, подписанной в мае 1875 года, были учреждены первые международные органы по вопросам метрологии и стандартизации присоединившихся к конвенции стран.

Высшими органами стали:

- Генеральная конференция по мерам и весам (ГКМВ);
- Международный комитет мер и весов (МКМВ);
- Международное бюро мер и весов (МБМВ).

Основными направлениями деятельности ГКМВ, созываемой не реже 1 раза в 6 лет, является определение и утверждение единиц физических величин.

МКМВ готовит решения ГКМВ и собирается не реже 1 раза в 2 года. При МКМВ созданы и регулярно работают 7 консультативных комитетов, в том числе в области электричества (в международной терминологии под электричеством подразумевается область от постоянного тока до оптического диапазона частот). Членами этих комитетов являются научные метрологические организации разных стран.

МБМВ является постоянно действующим научно-техническим учреждением МКМВ и находится в г. Севре под Парижем. В его состав входят 46 стран (включая Россию как правопреемницу СССР). МБМВ хранит эталоны международной системы СИ, ведет исследования по фундаментальной метрологии, по созданию и совершенствованию эталонов, совершенствованию методов передачи размеров единиц от эталонов к образцовым и рабочим средствам измерений, проводит международные сличения национальных эталонов разных стран.

В 1956 году была создана Международная организация законодательной метрологии (МОЗМ), которая занимается вопросами разработки международных рекомендаций по эксплуатации, нормированию, поверке средств измерительной техники, по обработке и представлению результатов измерений.

Штаб-квартира МОЗМ находится в Париже, в ее состав входит 49 стран-членов и 36 стран-корреспондентов. Исполнительным органом МОЗМ является Международное бюро законодательной метрологии (МБЗМ). МОЗМ имеет сложную многоступенчатую структуру, включающую рабочие группы и секретариаты-докладчики. СССР был секретариатом-докладчиком по ряду крупных проектов (манометры, оптические пирометры, классы точности и т.д.).

Главная задача МОЗМ - создание типовых международных рекомендаций для многообразной деятельности служб законодательной метрологии. Эта задача является исключительно сложной, поскольку МОЗМ постоянно сталкивается с разными подходами и организационными структурами метрологических служб разных стран. В настоящее время в МОЗМ находятся в работе около 150 крупных проектов.

В 1958 году была учреждена Международная конференция по измерениям (ИМЕКО), основная цель которой - обмен опытом между специалистами разных стран по вопросам научных основ и техники измерений. Основная форма деятельности ИМЕКО - проведение международных конгрессов. Кроме того, в ее структуре есть технические комитеты, проводящие международные симпозиумы и совещания по областям и видам измерений.

Очень важную роль играет Международная организация по стандартизации (ИСО), образованная в 1947 году. В ее состав входит более 90 стран, включая Украину (1993 г.). Секретариат ИСО находится в Женеве (Швейцария). ИСО издает международный словарь основных и общих терминов по метрологии и разрабатывает важнейшие международные стандарты.

Говоря об электронных измерениях необходимо особо отметить такую организацию как Международную электротехническую комиссию (МЭК, 1906 г.), которая занимается стандартизацией в области электротехники, радиотехники и электроники. Россия вступила в МЭК в 1911 г., а СССР - в 1921 г., участие в этой организации было очень плодотворным для согласования соответствующих стандартов со стандартами МЭК.

Существуют и другие международные организации в рассматриваемой области.

III. Региональные международные сообщества по метрологии

Помимо этих важнейших международных организаций существуют региональные международные сообщества по метрологии:

ЕВРОМЕТ (1967 г.) - организация государственных метрологических учреждений стран Западной Европы;

НОРАМЕТ - стран Северной Европы;

АРМЕТ - стран Азиатского региона;

СИМ - стран Латинской Америки.

В 1991 г. была создана аналогичная организация стран Центральной и Восточной Европы - КООМЕТ, куда на сегодняшний день входят 8 стран - полноправных членом (Беларусь, Болгария, Литва, Польша, Россия, Румыния и Украина) и 2 страны - ассоциированных члена (Германия и Куба).

На сегодняшний день КООМЕТ - единственная международная метрологическая организация, куда входит Украина, поэтому рассмотрим ее деятельность подробнее. Согласно Меморандуму о сотрудничестве основными целями КООМЕТ являются:

содействие эффективному решению вопросов единообразия мер, единства и требуемой точности измерений;

развитие сотрудничества в народном хозяйстве и устранение технических препятствий в международной торговле;

разработка новых методов и средств измерений;

решение вопросов общей и законодательной метрологии;

создание и применение стандартных образцов свойств веществ и материалов, сбор и аттестация стандартных справочных данных;

развитие калибровочных служб и систем аккредитации в соответствии с международными принципами и процедурами;

создание условий для взаимного признания результатов метрологического контроля.

Собственных финансовых средств КООМЕТ не имеет.

КООМЕТ рассматривается его участниками как одна из возможных форм взаимодействия с международными и региональными метрологическими организациями, а для Украины это пока единственная форма взаимодействия как со своими бывшими партнерами по СЭВ, так и выхода на европейский и мировой уровни.

Работой КООМЕТ руководит комитет, который образовал 14 областей сотрудничества по видам измерений. Комитет определяет Докладчиков по областям, в число которых от Украины назначены Докладчики по электрическим (Павленко Ю.Ф.) и линейно-угловым измерениям (Соловьев В.С.). Докладчик координирует совместные работы в своей области измерений, информирует Комитет КООМЕТ и готовит годовые отчеты.

Необходимо отметить особую роль Германии в развитии европейского сотрудничества в области метрологии. Головная метрологическая организация Германии - Федеральный физико-технический институт (ПТБ) является членом ЕВРОМЕТ и одновременно КООМЕТ и оказывает реальную информационную, научно-техническую и материальную помощь странам Восточной Европы в плане их интеграции в европейское сообщество. Примерами могут служить проведенные в ПТБ международные сличения исходных мер индуктивности и емкости в рамках КООМЕТ, приглашение к участию в международной конференции по прецизионным электромагнитным измерениям СРЕМ-96 в Брауншвейге. При этом большую часть расходов по проведению этих мероприятий ПТБ взяло на себя.

IV. Работы КООМЕТ в области электронных измерений и участие в них Украины

Программой работ КООМЕТ на 1996 г. в области электронных измерений предусматривается выполнение 17 тем. Анализ этой Программы, которая составляется по предложениям стран-членов КООМЕТ, показывает, что основными направлениями работ исследований являются:

сличения национальных эталонов или исходных мер, в частности емкости, индуктивности, переменного напряжения (в диапазоне 20 Гц - 100 кГц), активной мощности (в диапазоне 40 Гц - 10 кГц), девиации частоты ЧМ колебаний, стандартных образцов магнитотвердых материалов;

создание, совершенствование и хранение эталонов: электрического сопротивления, постоянного напряжения, ЭДС (на эффекте Джозефсона), сдвига фаз (в диапазоне 0,1 Гц - 1 МГц), параметров импульсных сигналов, отношения напряжений переменного тока;

создание автоматизированных рабочих мест для поверки (параметров электрических цепей и добротности на высоких частотах);

калибровка высокоточных средств измерений (измерителей напряженности поля, измерителей амплитудной модуляции, измерителей нелинейных искажений).

С точки зрения подвидов измерений в области электрических измерений ведется 8 работ, магнитных - 2 работы, радиотехнических 7 работ.

Представляет интерес сравнение Программ работ по электричеству КООМЕТ и ЕВРОМЕТ. Это сравнение показывает, что характер и направленность этих работ весьма близки и соответствуют общей тенденции современных исследований в электронных измерениях: использование квантовых эффектов для создания эталонов электрических величин, дальнейшее развитие работ по уточнению фундаментальных физических констант и их использованию в метрологии, совершенствование и повышение точности основных эталонов и их взаимные сличения, развитие теории и техники измерений на СВЧ. Хотя нельзя не отметить, что уровень исследований, особенно фундаментальных, судя по Программам, в ЕВРОМЕТ выше.

Возвращаясь к Программе КООМЕТ отметим, что Украина в этой Программе занимает заметное место и является координатором двух работ: сличение и калибровка средств высшей точности в области измерения параметров формы и спектра радиотехнических сигналов (девиации частоты, коэффициента АМ, коэффициента нелинейных искажений), а также сличение и исследование образцов магнитотвердых материалов. Кроме того, Украина участвует еще в двух работах: сличении мер емкости и создании эталона ЭДС на эффекте Джозефсона.

Оценивая значение этих работ для Украины необходимо отметить следующее. В силу объективных обстоятельств после распада СССР Украина осталась фактически без эталонной базы в области электрических измерений. Участие в КООМЕТ дает возможность Украине ускорить восстановление связей с бывшими партнерами по СССР и Восточной Европе, а также выйти на европейский уровень ряда технологий, которыми не обладал СССР. К ним относятся, в частности, технологии создания технических средств для использования упомянутых выше квантовых эффектов (Джозефсона, Холла, Лихарева) в эталонах базовых электрических величин. Наконец, участие в КООМЕТ, а через эту организацию и в ЕВРОМЕТ, позволило нам выйти на европейский уровень сличения эталонов в тех видах, где мы занимаем передовые позиции, в частности, в области измерения мощности в миллиметровом диапазоне частот - такое предложение недавно нами получено.

V. Заключение

После приобретения независимости Украина, не будучи правопреемником СССР, оказалась вне многих международных организаций, в том числе, и в области метрологии и стандартизации, что безусловно препятствует ее вхождению в европейское и мировое сообщество, интеграции в европейскую и мировую экономику.

Участие Украины в КООМЕТ, как уже было показано, имеет большое значение для развития метрологических исследований и должно рассматриваться как первый шаг на пути к дальнейшему вхождению Украины в международные организации. Представляется, что уже в ближайшие годы следует стремиться войти в МБМВ и МОЗМ, что сулит Украине хорошие перспективы в плане участия в мировом научно-техническом процессе.

ABOUT THE PARTICIPATION OF UKRAINE IN THE WORK OF THE INTERNATIONAL ORGANIZATION COOMET IN THE FIELD OF ELECTRONIC MEASUREMENTS

Pavlenko Yu.F.

SSIA "Metrology", 42 Mironositskaya St., Kharkov-310078, Ukraine
tel. 0572 432572

COOMET is an international metrological organization of the countries of Central and Eastern Europe, founded in 1991 for the collaboration in the field of legislative metrology, of standards and calibration service. Ten countries are the members of COOMET, including Germany, the link with the alleuropean metrological organization EUROMET. COOMET is the only international metrological organization to which the Ukraine is included in. The participation in COOMET is important for the market reorganization of our metrology and the establishment of the concord with the international principles and standards of behaviour for the possibility of comparison of national standards of the Ukraine with the european and the international ones. The Ukraine is very active within the limits of COOMET in the field of electronic measurements. Having a rather good but not sufficient standard base, our country takes part in the international comparisons of standards, coordinates 2 works and our representative is elected a rapporteur of the COOMET in the above mentioned field. This report contains an information about concrete works.

ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ И КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИКОВ НА СВЧ

В.В.Чижов

Харьковский госуниверситет, радиофизический факультет, кафедра физики СВЧ,
310077, г.Харьков, Площадь Свободы 4, т.:(0572)-45-74-24.

АННОТАЦИЯ

Исходя из целей измерений и контроля параметров материалов, в работе даны определения этих понятий. Приведен сравнительный анализ погрешностей измерений и контроля параметров магнитодиэлектриков на СВЧ. Оценены величины общих погрешностей измерений и контроля. В качестве примера проанализированы составляющие общих величин погрешностей резонансного метода измерений и контроля параметров диэлектрических материалов. Иллюстрацией сказанному служат экспериментальные результаты, полученные с помощью известных [1,2] измерительных секций. При этом величина относительной погрешности измерения диэлектрической проницаемости составляла около 2%, а величина относительной погрешности контроля проницаемости того же материала составила около 0,02%.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие технологий производства СВЧ устройств и используемых в них магнитодиэлектрических материалов требует постоянного совершенствования методов и средств измерений электрических (магнитных) параметров данных материалов. В свою очередь, тиражирование устройств с магнитодиэлектрическими элементами делает необходимым проведение непрерывного контроля "качества" не только магнитодиэлектрических материалов, но и элементов из этих материалов изготовленных. Естественно, что гарантией качества выпускаемых изделий может служить их отбраковка, проведенная по результатам контрольных испытаний. Однако, такие испытания не позволяют с достаточной степенью точности определить возможные причины брака. Понятно, что для увеличения выхода годных изделий необходим предварительный контроль параметров всех комплектующих. В условиях современного производства контроль качества металлических элементов СВЧ устройств не представляет трудности, в то время как неразрушающий контроль параметров магнитодиэлектрических элементов является достаточно сложным, особенно если указанные элементы имеют различную геометрическую форму. К сожалению, в литературе крайне мало работ посвященных вопросам контроля и практически отсутствуют работы, посвященные анализу погрешностей контроля, т.к. погрешность контроля принимается равной погрешности измерений "a priori". Разграничение понятий измерений и контроля позволило бы оптимально планировать методику проведения контроля и более точно оценивать величину погрешности контроля. Все это повысит технологичность производства устройств СВЧ и сократит их себестоимость.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ.

Решение поставленной задачи следует начать с определения целей проведения измерений и контроля. В силу вышеуказанного можно отметить, что

целью измерений является определение количественных характеристик того или иного объекта или явления, в то время как целью контроля является определение соответствия того или иного объекта (явления) заданным параметрам. Принимая во внимание определение понятия измерений, данное в работе [3], можно сказать, что измерение электромагнитных параметров магнитодиэлектриков - это последовательность экспериментальных и вычислительных операций, осуществляемая с целью нахождения значения диэлектрической (магнитной) проницаемости и тангенса угла потерь магнитодиэлектрического материала. В таком случае, контроль параметров магнитодиэлектриков - это последовательность экспериментальных операций, осуществляемая с целью установления соответствия электромагнитных параметров тестируемого магнитодиэлектрика, или элемента из него изготовленного, заранее принятому интервалу. Граничные значения указанного интервала могут быть определены как теоретически, так и экспериментально [4]. Измерение и контроль включают в себя различные элементы, среди которых присутствует и оценка отклонения полученного значения измеряемой (контролируемой) величины от истинного, т.е. погрешность измерения (контроля). Т.к. процессы измерения и контроля взаимосвязаны, анализ составляющих погрешности контроля будем проводить исходя из анализа погрешности измерений. Общая погрешность измерений представляет собой сумму систематических и случайных погрешностей, которые, в свою очередь, могут быть разделены на несколько групп [5]. При использовании резонансного метода измерений систематическая погрешность будет состоять из 1) - методической погрешности; 2) - инструментальной погрешности и 3) - производственной погрешности. Случайная погрешность будет состоять из 1) - эксплуатационной погрешности; 2) - производственной погрешности конструктивных параметров и 3) - операторской погрешности в определении значений резонансной частоты и затухания. При проведении контроля нет необходимости в определении конкретного значения диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь. Поставив в соответствие граничным (заданным) значениям проницаемости и тангенса угла потерь значения резонансных частот и собственной добротности можно значительно упростить процесс контроля. Используемый подход позволяет при определении погрешности контроля не учитывать систематические составляющие. Учет факта что контроль, как правило, проводится в лабораторных условиях при относительном постоянстве температур, влажности и давления, позволяет не учитывать при расчетах эксплуатационную составляющую. Отсюда можно сделать вывод о том, что величины погрешностей измерений и контроля при использовании одного и того же измерительного метода могут значительно различаться. Данный вывод подтвердили экспериментальные результаты, полученные при измерении и контроле параметров плоских диэлектрических пластин с помощью известных [1,2] резонансных секций. При этом, относительная погрешность измерения (по частоте) составила около 2% для обеих секций, а относительная погрешность контроля (по частоте) составила около 0.2% для секции [1] и около 0.02% для секции [2].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный в работе анализ позволил корректно оценить величины погрешностей измерений и контроля параметров магнитодиэлектриков при использовании резонансного метода, а также оценить величины составляющих общей погрешности измерений и контроля, что дало возможность внести

необходимые коррективы как в известные, так и в разрабатываемые секции измерений и контроля.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1.Коробкин В.А., Пятак Н.И., Бабарика Л.И., Макеев Ю.Г. Определение параметров диэлектриков на СВЧ с помощью волноводно - диэлектрического резонанса//ПТЭ,1976,N3,с.169-171.
- 2.Yushchenko A.G., Chizhov V.V. Non-destructive control of bandpass filters anisotropic dielectric elements, 17 Annual SPIE Int.Conf. of IR and MM Waves, USA, 1993,v.17,pp.177-179.
3. Павлов Л.П. "Методы измерения параметров полупроводниковых материалов", М.,-Высшая школа, 1987,240 с.
- 4.Бочкарев А.Н. Простой способ отбора диэлектрических резонаторов//Электронная техника. Электроника СВЧ. Вып.5(389), 1986, сс.70-71.
- 5.Chizhov V.V., Yushchenko A.G., Zvyagintsev A.A. Errors in analysis of substrates permittivity and permeability in a cylindrical-radial junction// Proc. 5th Int. Symp. on Recent Advances in Microwave Technology "ISRAMT-95", Kiev, 1995, pp.728-730.

THE MAGNETODIELECTRIC PARAMETERS MEASUREMENT AND TESTING ERRORS ON SHF

Chizhov V.V.

*Kharkov State University, Microwave Devices Laboratory
4 Svobody Sq., Kharkov-310077, Ukraine
tel. (0572) 45-74-24, fax (0572) 47-12-72*

Taking under consideration the aims of material parameters measurement and testing these conceptions determination have been given in the report. The estimation of comparative analysis of measurement and testing errors of magnetodielectric parameters on SHF have been carried out. The values of measurement and control of common errors have been discussed. As the example, the components of common values of the resonant measurement and control method errors have been given. As the result of analysis it has been found out that values of measurement and control common errors differ from each other, at that the control error value may be significantly less than the measurement error value when the same method is used. As the illustration to the said above, the experimental results which have been carried out using the known measuring section have been given. The relative error value of dielectric permittivity ϵ measurement was $\leq 2\%$, and the relative error value of ϵ testing was $\leq 0.02\%$ for the same material.

ФАЗОИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА СВЧ-ДИАПАЗОНА

Ю.П. Михайлюк

Севастопольский государственный технический университет,
335053, Севастополь, СГТУ, Студгородок, департамент радиотехники
т. 0692 235018

Аннотация - Для измерения разности фаз сигналов в СВЧ диапазонах, в частности сантиметровом и миллиметровом, используются методы, основанные на многократном преобразовании частоты исследуемого сигнала и последующем измерении на более низких частотах, для которых может быть обеспечена высокая точность измерений. Рассматривается фазоизмерительная система такого типа, в которой обеспечивается повышение точности измерений за счет устранения погрешностей, обусловленных неидентичностью фазочастотных и амплитудно-частотных характеристик каналов системы. Исключение этих погрешностей обеспечивается путем коммутации сигналов на входах и выходах каналов системы. Приводится структурная схема фазоизмерительной системы и соотношения, характеризующие предлагаемый метод измерения разности фаз.

I. Введение

Проблема измерения разности фаз в СВЧ диапазонах, в частности сантиметровом и миллиметровом, заключается в низкой точности средств, осуществляющих измерения непосредственно на высокой частоте. При измерениях на низких частотах может быть обеспечена более высокая точность, однако необходимо предварительно осуществить преобразование частоты и усиления СВЧ сигналов, причем в ряде случаев это приходится делать неоднократно. Погрешности, связанные с неидентичностью характеристик каналов преобразования частоты и усиления, достаточно велики, что требует разработки методов их устранения.

II. Основная часть

Структурная схема фазоизмерительной системы СВЧ диапазона, реализующей предложенный метод, приведена на рисунке.

На первый и второй входы коммутатора входных сигналов поступают первый и второй входные сигналы, соответственно. Коммутатор входных сигналов работает синхронно с коммутатором полярности, в два такта, причем синхронизатор формирует периодическую последовательность, для которой:

$$\tau_ч = \tau_н = T_k / 2,$$

где T_k - период коммутации; $\tau_ч$, $\tau_н$ - длительности четного и нечетного тактов, соответственно

В нечетные такты работы синхронизатора сигнал с первого входа коммутатора поступает на его первый выход и далее на вход первого усилительно-преобразовательного канала (УПК-1), а сигнал со второго входа коммутатора 2 - на второй выход коммутатора 1 и затем - на вход второго усилительно-преобразовательного канала (УПК-2).

В четные такты работы синхронизатора первый и второй входные сигналы поступают на второй и первый выходы коммутатора 1 и на входы второго и первого усилительно-преобразовательных каналов, соответственно.

Если за опорный принят первый из входных сигналов, то разность фаз $\Delta\Phi$ равна

$$\Delta\Phi = \Phi_1 - \Phi_2, \text{ где}$$

Φ_1, Φ_2 - фазы первого и второго входных сигналов, соответственно.

Величина разности фаз сигналов промежуточной частоты на входе фазометра

$$\Delta\Psi = \Psi_1 - \Psi_2, \text{ где}$$

Ψ_1, Ψ_2 - фазы сигналов промежуточной частоты на выходах УПК-1 и УПК-2, соответственно.

При этом $\Psi_1 = \Phi_1 - \Delta\Phi$; $\Psi_2 = \Phi_2$ в нечетные такты сигнала синхронизатора, а в четные такты $\Psi_1 = \Phi_2 + \Delta\Phi$; $\Psi_2 = \Phi_1$, где

$\Delta\Phi$ - разность набегов фазы в УПК-1 относительно УПК-2.

Тогда в нечетные такты сигнала синхронизатора

$$\Delta\Psi = (\Phi_1 + \Delta\Phi) - \Phi_2 = \Delta\Phi + \Delta\Phi,$$

а в четные

$$\Delta\Psi = (\Phi_2 + \Delta\Phi) - \Phi_1 = -\Delta\Phi + \Delta\Phi,$$

Сигнал на выходе фазометра U_Φ пропорционален измеряемой фазометром разности фаз:

$$U_\Phi = K_\Phi \Delta\Psi,$$

где K_Φ - коэффициент пропорциональности.

На коммутатор полярности поступает напряжение с выхода фазометра U_Φ , а по сигналу синхронизатора обеспечивается изменение полярности сигнала на выходе коммутатора полярности $U_{кп}$, при этом амплитуда сигнала $U_{кп}$ равна по модулю амплитуде сигнала U_Φ :

$$U_{кп} = U_\Phi \text{sign} \sin \Omega t = K_\Phi \Delta\Psi \text{sign} \sin \Omega t,$$

где Ω - частота коммутации.

Тогда в нечетные такты

$$U_{кп} = K_\Phi (\Delta\Phi + \Delta\Phi), \text{ а в четные}$$

$$U_{\text{кп}} = -K_{\Phi}(-\Delta\Phi + \Delta\varphi), \text{ или } U_{\text{кп}} = K_{\Phi}\Delta\Phi + K_{\Phi}\Delta\varphi \text{ sign } \sin\Omega t = U_n + \Delta U_{\text{кп}} \text{ sign } \sin\Omega t.$$

В итоге, после интегратора, на вход которого подают сигнал $U_{\text{кп}}$, получают $U_{\text{и}}$, амплитуда которого пропорциональна измеряемой разности фаз $\Delta\Phi$:

$$U_{\text{и}} = U_n = K_{\Phi}\Delta\Phi,$$

и не зависит от величины и знака разности набега фаз $\Delta\varphi$ в усилительно-преобразовательных каналах.

III. Заключение

Предложенная фазоизмерительная система СВЧ диапазона реализована в экспериментальной приемной системе миллиметрового диапазона и может найти применение в СВЧ измерительных системах, основанных на многократных преобразованиях частоты измеряемых сигналов.

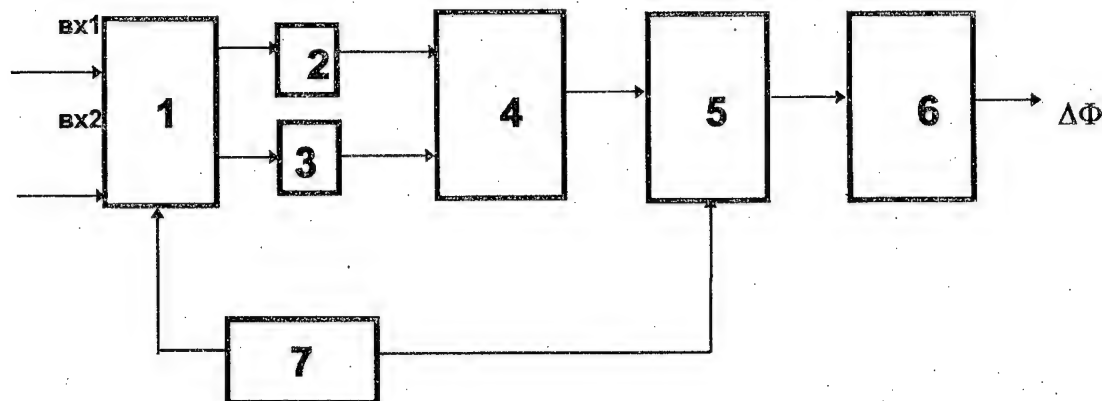


РИС. Структурная схема фазоизмерительной системы СВЧ диапазона

- 1 - коммутатор входных сигналов;
- 2,3 - первый и второй усилительно-преобразовательные каналы, соответственно;
- 4 - фазометр;
- 5 - коммутатор полярности;
- 6 - интегратор;
- 7 - синхронизатор.

IV. Список литературы

[1] А.с. № 1205053 СССР МКИ G01R25/00.

MICROWAVE PHASE MEASURING SYSTEM

Mikhailyuk Yu.P.

Sevastopol State Technical University, dept. of radiotechnics
 Studgorodok, Sevastopol-335053, Ukraine
 tel. (0690) 23-50-18

Measuring of phase difference of microwave signal, for example, centimetre and millimetre bands, the methods based on repeated transformation of the researched signal frequency and subsequent measurement on lower frequencies, are used. Phase measuring can be supplied for low frequency with high accuracy. Phase measurement system of such type is considered. Increasing of phase measurement accuracy at the expansion of errors elimination, stipulated by non-identical phase-frequency and amplitude-frequency characteristics of system channels, is provided. The exception of these errors is provided by signals switching on inputs and outputs of main and basic channels of a measuring system. Scheme of phase measuring system structure scheme and ratio for offered method of phase difference measuring, are resulted.

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ЗОНДОВЫЕ УСТРОЙСТВА ШИРОКОГО ПРИМЕНЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ КРИ- СТАЛЛОВ МОНОЛИТНЫХ СВЕРХ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦИФРОВЫХ МИКРОСХЕМ, АНАЛОГОВЫХ МОНОЛИТНЫХ МИКРОСХЕМ И ТРАНЗИ- СТОРОВ САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ GaAs.

Ионов В.Е., Аболдуев И.М., Зубков А.М., Дединец В.Е.
НИИ "Пульсар", 105187, Москва, Окружной пр., 27, факс 095-366-55-83

Аннотация. Разработаны, исследованы и внедрены в экспериментальное и серийное производство полупроводниковых приборов универсальные зондовые устройства для измерения параметров и разработки широкого спектра кристаллов полупроводниковых приборов на основе GaAs в диапазоне частот до 20 ГГц. Зондовые устройства по электрическим параметрам не уступают лучшим зарубежным аналогам и отличаются возможностью сборки из поставочно-го комплекта элементов, наладки и переналадки собственными силами потребителя.

1. Введение.

Проведение полноценного тестирования кристаллов перед сборкой по рабочим, в том числе и динамическим параметрам, позволяет обеспечить создание и высокоэффективное производство изделий любой степени сложности с применением бескорпусных транзисторов и монокристаллических микросхем. Использование в изделиях бескорпусных приборов является путем для уменьшения габаритов, улучшения потребительских свойств и снижения стоимости изделий а следовательно повышения их конкурентоспособности. Применение тестирования кристаллов по динамическим параметрам позволяет также резко повысить эффективность разработки и серийного производства полупроводниковых приборов за счет экономии времени на экспериментальные исследования и повышения выхода годных после сборки. Выход годных на этапе обработки пластин зависит от площади кристалла прибора при условии реализации высокого качества производства:

площадь кр., кв.мм	0.2	0.5	1	2	4	9	18	36
выход годных %	96	90	81	69	52	43	27	16

Учитывая общую тенденцию к повышению степени интеграции элементов на одном кристалле можно утверждать, что применение эффективных методов и средств зондового контроля становится при этом ключевым моментом. Состояние мирового рынка приборов на основе GaAs на сегодня не соответствует предложению средств для контроля кристаллов этих приборов. Стоимость средств контроля не позволяет иметь срок окупаемости затрат на эти средства менее двух лет, при этом стоимость быстроизнашиваемых сменных частей за этот период близка к стоимости самого средства.

Представленные в данном докладе средства для контроля кристаллов приборов на основе GaAs обладают качествами, позволяющими устранить указанное несоответствие.

2. Комплексы зондовые СВЧ Э29К368.00.000 и Э29К370.00.000 для контроля транзисторов и монокристаллических интегральных схем.

Комплексы содержат унифицированные СВЧ зондовые системы, построенные по общему принципу. Основу этих систем составляет коаксиальный микрозонд с очень малой скомпенсированной паразитной индуктивностью контактной иглы.

В состав СВЧ зондовых систем в любом сочетании могут входить индивидуально настраиваемые: коаксиальные микрозонды, зонды заземления и зонды питания. Таким образом, СВЧ зондовые системы могут обеспечивать подвод сигнала, заземление и подачу питания к кристаллам микроволновых полупроводниковых приборов любой топологии.

Эти системы могут быть легко адаптированы к любой серийно выпускаемой зондовой установке, поэтому данное описание можно рассматривать как иллюстрацию к возможным вариантам исполнения комплексов. Состав комплексов в части измерителей СВЧ параметров полупроводниковых приборов может быть выбран по усмотрению потребителя. Так, например, для обеспечения измерения и контроля шумовых параметров возможно применение измерителей типа X-5, а для измерения S-параметров - измерителей типа P-4.

Комплексы Э29К368.00.000 и Э29К370.00.000 позволяют обеспечить в автоматическом режиме 100% технологический контроль кристаллов СВЧ транзисторов и монолитных интегральных схем на пластине по коэффициенту передачи с использованием простых, но эффективных методик. Эти комплексы, являясь самыми простыми вариантами, в наибольшей степени позволяют уяснить доступность и даже легкость осуществления 100%-го контроля СВЧ параметров кристаллов полупроводниковых приборов в автоматическом режиме на стадии серийного производства.

Примечание: В состав указанных комплексов входят аналоговые измерители. В вариантах комплексов, содержащих цифровые измерительные приборы, необходима ПЭВМ с соответствующим обеспечением.

Комплекс зондовый СВЧ - Э29К368.00.000 предназначен для контроля СВЧ структур, в том числе, арсенидгаллиевых полевых транзисторов на пластине. Комплекс позволяет контролировать статические параметры, коэффициент передачи по мощности, а также производить оценку параметров контролируемых структур. Контактное к площадкам СВЧ приборов, контроль параметров и маркировка бракованных структур может осуществляться в автоматическом режиме.

В процессе контроля может производиться измерение следующих параметров: тока отсечки (Iс.отс.), тока стока начального (Iс.нач.), тока утечки затвора (Iз.ут.), а также коэффициента усиления по мощности (Kур.). Комплекс позволяет наблюдать настройку и контролировать функционирование зондовой системы через бинокулярный микроскоп и на экране телевизионной установки. Контроль структур на пластине может производиться путем последовательного обхода всех структур в автоматическом режиме (загрузка и выгрузка пластин вручную). Система управления обеспечивает возможность использования трех режимов работы.

Автоматический режим. В этом режиме производится последовательный обход всех кристаллов пластины. При этом происходит автоматический контроль по статическим и СВЧ параметрам. Результаты контроля фиксируются специализированным классификатором или устройством на базе универсального ПК. Бракованные кристаллы маркируются. По окончании всего цикла измерений столик выходит на позицию загрузки - выгрузки, которые производятся вручную.

Полуавтоматический режим. В этом режиме производится пошаговый обход пластины в автоматическом режиме, контроль структур, маркирование бракованных кристаллов. При обнаружении годной структуры происходит остановка комплекса.

Ручной режим. Перемещение осуществляется по команде с пульта по одному шагу. После контроля структуры маркирование не производится.

Используя сочетания режимов работы комплекса, можно решать многие технологические и исследовательские задачи. Например, используя полуавтоматический режим работы можно найти кристаллы с параметрами, удовлетворяющими заданным условиям, а затем, переключив комплекс на ручной режим работы, с помощью штатного комплекта измерительной аппаратуры, используя специальную методику, провести измерение значений модулей S₂₁, S₁₁ и S₂₂ контролируемой структуры.

Измерительная линия комплекса оборудована устройствами для согласования контролируемой структуры по входу и выходу, что обеспечивает возможность применения при проведении измерений "трансформаторной" методики. Контроль структур может производиться как в 50-Омном тракте, так и в согласованном режиме. В согласованном режиме требуется коррекция результатов измерений с учетом величины потерь между согласующим устройством и структурой.

При применении комплекса в условиях серийного производства хорошо зарекомендовала себя простейшая методика, основанная на статистическом методе выбора уровня браковочной границы для коэффициента передачи. При использовании такой методики гарантируется, что годные кристаллы будут иметь коэффициент усиления по мощности не менее выбранного уровня. При применении комплекса для решения исследовательских задач следует отметить, что при этом появляется возможность быстро провести сравнение параметров большого количества структур, выявить динамику их изменения, набрать статистический материал.

Комплекс зондовый СВЧ - Э29К370.00.000 для контроля СВЧ ОМИС. Комплекс предназначен для контроля СВЧ структур, в том числе монолитных интегральных схем на

пластине. Комплекс позволяет контролировать статические параметры, коэффициент передачи по мощности, а также производить оценку параметров контролируемых структур. Контактное к площадкам СВЧ приборов, контроль параметров и маркировка бракованных структур может осуществляться в автоматическом режиме.

В процессе контроля может производиться измерение следующих параметров: минимального тока питания $I_{с.отс.}$, максимального тока питания $I_{с.нач.}$, тока утечки цепи управления $I_{з.ут.}$, а также коэффициента усиления $K_{ур}$. Комплекс позволяет наблюдать настройку и контролировать функционирование зондовой системы через бинокулярный микроскоп и на экране телевизионной установки. Настройка зондов может производиться при помощи вспомогательного стереомикроскопа.

Комплекс позволяет производить контроль статических и динамических СВЧ параметров монолитных интегральных схем в несогласованном режиме. Система управления обеспечивает возможность использования трех режимов работы.

Основные технические данные и характеристики.	Э29К368.00.000	Э29К370.00.000
Диапазон рабочих частот, ГГц	3...18	0.1...18
Количество коаксиальных зондов, шт.	2	1...4
Количество заземляющих зондов, шт.	2...4	1...9
Количество зондов питания, шт.	--	1...9
Потери в зондовой линии (головке) не более, дБ	2.0	
КСВН зондовой линии (головки) не более, ед.	2.0	
Диапазоны измерений:		
напряжения, В	0...10	
тока питания, А	0...0.3	
тока утечки цепи управления, мкА	0...10	
коэффициента усиления по мощности, дБ	-5...7	-5...+27
Погрешности измерения:		
напряжения, %	$\pm [0.8+0.15(U_k/U-1)]$	
тока питания, %	$\pm [0.8+0.15(U_k/U-1)]$	
тока утечки цепи управления, %	$\pm [7+0.5(U_k/U-1)]$	
коэффициента усиления по мощности, %	$\pm \sqrt{(1.25 \cdot K_{ур} + 7.5)^2 + \delta_U^2}$	
где δU - погрешность измерения напряжения		
Расстояние между центрами контактных площадок контролируемых структур, мкм	20...800	30...2000
Минимальный размер контактной площадки, мкм	20	30
Материал контактных площадок	Au	
Размеры контролируемых кристаллов, мм	0.4...1.0	0.4... 2.0
Диаметр контролируемых пластин, мм	20...100	
Толщина контролируемых пластин не менее, мм	0.1	
Производительность комплекса, структур/час	2000	
Габаритные размеры комплекса не более, мм	985x1385x1485	880x1100x1550
Масса не более, кг	330	405
Макс. электрическая мощность, потребляемая комплексом не более, кВА	0.85	1.2

3. Устройство зондовое СВЧ с ручным управлением ЭГЗК.004.00.000.

Устройство предназначено для контактирования к площадкам СВЧ структур на пластине или в кристалле, в том числе арсенидгаллиевых полевых транзисторов и монолитных интегральных микросхем, и обеспечения возможности измерения СВЧ-параметров.

Основные технические данные и характеристики.

Общие:

измеряемые параметры	статические и динамические ($K_{ур}$, $K_{ш}$, S)
диапазон рабочих частот, ГГц	1...18
габаритные размеры устройства, мм	290x340x420
масса, не более, кг	12
ресурс зондовой системы, контактирований	1 000 000
система визуального наблюдения за процессом ориентации и контактирования	- микроскоп.
загрузка и выгрузка кристаллов, перемещения их в зоне контроля и контактирование про-	

изводятся вручную.

СВЧ зондовые головки:

допустимые потери, дБ	0.5 (0.3)	[0.1-1 ГГц]
(типовые)	1.5 (0.8)	[1-10 ГГц]
(не более)	2.0 (1.0)	[10-18 ГГц]
КСВН (типовой), ед. (не более)	2	(1,5)
волновое сопротивление, Ом	50	
количество, шт.	2	

СВЧ трансформаторы с адаптерами питания:

начальный КСВН в 50-Омном тракте, ед. (не более)	1.4	
глубина трансформации, единиц	5	
КСВН (не менее)	0.4	
потери в трансформаторе, дБ (не более)	0.15	
вариации потерь, дБ (не более)	2	
количество, шт.		

Предметный столик:

диаметр, мм	60
диапазон перемещений по осям X и Y, мм	60
угловое перемещение, град.	180

Контролируемое изделие:

размеры кристаллов в плане, мм	0.3x0.3
	1.5x1.5
толщина кристаллов, мм	0.1-0.5
материал контактных площадок	золото
мин. размер контактных площадок, мкм	10
мин. расстояние между центрами зондов, мкм	20
мин. толщина металлизации, мкм (не менее)	0.25

Всего на плате устройства зондового может быть установлено (кроме двух СВЧ головок) 8 заземляющих зондов и зондов питания. Система манипуляторов зондов позволяет настраивать каждый зонд индивидуально на выбранную контактную площадку кристалла. Перед проведением измерений СВЧ параметров с помощью измерителей, например, типа X-5 необходимо производить калибровку. Для этого измерительный тракт, включающий в себя и зондовую часть, тестируется по внутренней программе измерителя с целью определения степени неоднородности тракта и введения соответствующей коррекции. При калибровке СВЧ сигнал передается через специальную тестовую плату к которой контактируются зонды устройства. Тестовая плата может поставляться по специально оговоренным условиям или изготавливаться потребителем самостоятельно. Методика проведения измерений определяется выбранным типом измерителя и схемой измерений.

Разработана модификация зондового устройства ЭГЗК.004.00.000 для контроля параметров кристаллов цифровых МИС. Электрические характеристики и коммутационные возможности этой модификации позволяют проводить контроль МИС высокой сложности и быстродействия.

Тип зондовой головки	Размер кристалла макс.(мм)	Обратные потери мин.(дБ)	Макс. Относит. сопротивл. линии (1e3)	Макс. шир. Полосы по уровню ЗдБ	Проходная индуктивность (нГн)	Индуктивность заземлен. (нГн)
Макс. 40 RF линий Коаксиал	3.5	15	80	5 ГГц	0.6	0.3
Макс. 80 RF линий Коаксиал	7	10	80	20 ГГц	0.6	0.3

Конструкция зондовой системы позволяет быструю смену зондовой части при переходе от тестирования одной микросхемы к другой. Тестированию могут подвергаться как отдельные кристаллы так и кристаллы на пластине. Предлагаемая область применения зондового устройства - измерение динамических параметров кристаллов быстродействующих цифровых монолитных микросхем на пластинах, а также отдельных кристаллов, имеющих размеры до 7 мм и частотный диапазон до 20 ГГц.

Кроме указанного основного применения возможно использование зондового устройства для измерения динамических параметров кристаллов аналоговых и аналого-цифровых монолитных микросхем а также для измерения динамических, в том числе и S-параметров, транзисторов имеющих по одной контактной площадке затвора и стока.

Например, подвергались высокoeffективной разбраковке следующие монокристаллические интегральные схемы на основе GaAs по результатам измерений статических и динамических параметров кристаллов на пластинах:

Скоростные АЦП. Размер кристалла 2.6x2.6 мм. Применялись 8 сигнальных зондов (с требованиями верхней границы рабочего диапазона частот 2000 МГц), 8 зондов заземления и 8 зондов для подачи питания ± 2 В и токах до 50 мА.

Делители частоты сантиметровой области волн. Размер кристалла 2.1x2.1 мм. Применялись 4 сигнальных зонда (с требованиями верхней границы рабочего диапазона частот 2000 МГц), 3 зонда заземления и 2 зонда для подачи питания ± 2 В и токах до 50 мА.

Скоростные устройства преобразователей уровня сигнала. Размер кристалла 2.1x2.1 мм. Применялись 6 сигнальных зондов (с требованиями верхней границы рабочего диапазона частот 2000 МГц), 4 зонда заземления и 4 зонда для подачи питания ± 2 , ± 5 В и токах до 20 мА.

Управляемые усилители сантиметровой области волн. Размер кристалла 1.5x2 мм. Применялись 2 сигнальных зонда (с требованиями верхней границы рабочего диапазона 12 ГГц), 6 зондов заземления и 3 зонда для подачи питания при напряжениях ± 5 В и токах до 100 мА.

4. Заключение.

В настоящее время наибольшее распространение для тестирования кристаллов транзисторов и монокристаллических схем получили зондовые системы фирмы "Cascade Microtech" США. Для сравнения ниже приведены электрические параметры мембранного зондового устройства типа RFC-CORE фирмы "Cascade Microtech" для измерения параметров кристаллов цифровых монокристаллических микросхем.

Тип зондовой головки	Размер кристалла макс.(мм)	Обратные потери мин.(дБ)	Макс. относит. сопротивл. линии (le3)	Макс. шир. Полосы по уровню 3дБ	Проходная индуктивность (нГн)	Индуктивность заземлен. (нГн)
RFIC мембрана макс.36 линий	6.3	10	80	20 ГГц	0.5	0.2

Из сравнения видно, что аналог уступает по уровню максимально допустимых потерь в одной радиочастотной линии.

Особо отмечаем, что в отличие от аналогов, которые представляют собой переналаживаемые конструкции, изготовленные фирмой "Cascade Microtech" для конкретных топологий кристаллов, предлагаемые нами зондовые устройства могут быть собраны из комплекта силами самого потребителя, настроены на топологию кристалла и при необходимости в любой момент переналажены. Возможность осуществления сборки и переналадки зондовой системы собственными силами потребителя позволяет максимально сохранить техническую, коммерческую и иную информацию о разрабатываемом объекте и его производстве.

Все зондовые устройства, представленные в настоящем докладе, характеризуются простотой конструкции и технологичностью в изготовлении, что обуславливает примерно в два раза меньшую стоимость по сравнению с аналогами а также значительно меньшую стоимость быстроизнашиваемых сменных частей. Для примера стоимость самой дешевой ручной зондовой установки фирмы "Cascade Microtech" с минимальной комплектацией превышает 40 тысяч долларов.

THE UNIVERSAL MICROWAVE TEST PROBE SYSTEM FOR MEASUREMENT OF MONOLITHIC CIRCUITS PARAMETERS AND GaAs TRANSISTORS WITH FREQUENCY BAND UP TO 20 GHz

Ionov V.E., Abolduyev I.M., Zubkov A.M., Dedinets V.E.
SRI "Pulsar", 27 Okruzhnoy Pr., Moscow-105187, Russia
fax (095) 366-55-83

Universal microwave test probe system was developed, investigated and used for measuring and testing of GaAs devices up to 20 GHz frequency band. In terms of electric parameters this system is on par with the best foreign analogs and it's very easy for users to reconstruct this system with their own efforts.

Производство и испытания

Producing & Testing

МОДЕРНИЗАЦИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ РЕАКТОРАМИ НОВЫХ ТИПОВ С УПРАВЛЯЕМЫМИ МАГНИТНЫМИ ПОЛЯМИ	
В.П. Катюха, Г.С. Кириченко, В.М. Коновал, В.В. Усталов, О.А. Федорович.....	427
MODERNISATION OF INDUSTRY PLANTS OF PLASMOCHEMICAL TREATMENT BY THE NOVEL TYPE REACTORS WITH CONTROLLED MAGNETIC FIELDS	
V.P. Katukha, G.S. Kirichenko, V.M. Konoval, V.V. Ustalov, O.A. Fedorovich	
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОНИКНОВЕНИЯ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ЭКРАНИРОВАННУЮ РЭА ЧЕРЕЗ ОТКРЫТЫЕ РАЗЪЕМЫ	
И.Н. Гришняев, А.Н. Козлов, В.А. Тургенев.....	430
GENERATION OF ELECTRON BEAMS IN HIGH POWER MICROWAVE SOURCES IN EXPLOSIVE COMPRESSION EXPERIMENTS	
I.N. Grishnyayev, A.N. Kozlov, V.A. Turgenev	
ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА СТОЙКОСТЬ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ	
В.В. Старостенко, Е.В. Григорьев, Е.П. Таран.....	433
THE INFLUENCE OF ELECTROMAGNETIC FIELDS ON RESISTANCE OF INTEGRATED CIRCUITS	
V.V. Starostenko, Ye.V. Grygoriev, Ye.P. Taran	
ДИНАМИКА ДЕГРАДАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ	
Е.П. Таран, В.В. Старостенко, Е.В. Григорьев, А.А. Борисов.....	437
THE DYNAMICS OF DEGRADATION EFFECTS IN INTEGRATED CIRCUITS	
Ye.P. Taran, V.V. Starostenko, Ye.V. Grygoriev, A.A. Borisov	
ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ УЛЬТРАКОРОТКОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ НА РЭА СВЧ-ДИАПАЗОНА	
Н.П. Гадецкий, К.А. Кравцов, И.И. Магда, Ю.П. Прокопенко, Г.В. Скачек, В.И. Чумаков, В.Е. Новиков, Ю.В. Ткач.....	441
STUDIES ON INTERFERENCE OF ELECTROMAGNETIC RADIATION OF ULTRASHORT DURATION PULSE ON UHF ELECTRONIC DEVICES	
V.I. Chumakov, N.P. Gadetsky, K.A. Kravtsov, I.I. Magda, Yu.V. Prokopenko, G.V. Skachek, V.E. Novikov, Yu.V. Tkach	
СТРУКТУРА КОМПЛЕКСА ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННО-ЛИТОГРАФИЧЕСКИМ ПРОЦЕССОМ И СОВРЕМЕННЫЕ КОНЦЕПЦИИ ИХ РЕШЕНИЯ	
А.А. Мерзвинский, В.И. Осинский, Ф.И. Коржинский.....	447
SOLVING OF PROBLEMS OF TASKS OF ELECTRON-LITHOGRAPHIC PROCESS CONTROL. MODERN CONCEPTS	
A. Mergvinsky, V. Osinsky, F. Corjinsky	
The main achievement of "know-how" of integrated microwave circuits producing is the achievement of submicron (and lower) technological forms. Thus the process control is impossible without application of mathematical models, which account the mechanisms of interaction of technological system components. The graphic scheme of complex of tasks, which are solvable at electron beam generation of drawing, methods of their solutions, which are oriented, in particular, on powerful universal computing means and specialized computing means have been developed. The algorithms and programmes simulating the processes of solving the most labour-consuming tasks of control, criteria of valuation of the target product and experimental data connected with exhibiting and manufacturing of submicron structures have been presented.	
МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ РЕАЛИЗАЦИИ АКУСТООПТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ	
В.В. Данилов.....	452
MATERIALS AND TECHNOLOGY FOR ACOUSTOOPTICAL DEVICES MANUFACTURE	
V.V. Danilov	

МОДЕРНИЗАЦИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ УСТАНОВОК ПЛАЗМОХИМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ РЕАКТОРАМИ НОВЫХ ТИПОВ С УПРАВЛЯЕМЫМИ МАГНИТНЫМИ ПОЛЯМИ

В.П. Катюха, Г.С. Кириченко, В.М. Коновал, В.В. Усталов, О.А. Федорович
СКТБ с ЭП НЦ "Институт ядерных исследований", 252028, Киев-28, пр. Науки, 47
тел. 044-265-24-36, факс 044-265-44-63 Протон

Аннотация - Разработан и внедрен ряд новых плазмохимических реакторов (ПХР): планарный ВЧ-магнетрон со сканируемым магнитным полем для индивидуальной обработки пластин диаметром 150 мм с высокой степенью однородности; ПХР с коаксиальным магнитным полем для индивидуальной обработки пластин \varnothing 150 мм, легко стыкуемый с имеющимися загрузчиками; ПХР с замкнутым дрейфом электронов для групповой обработки 9 пластин \varnothing 100 мм; ПХР с объемно-волновым возбуждением кислородной плазмы для экологически чистого скоростного удаления фоторезиста одновременно с 40 пластин \varnothing 100 мм. Осуществлена стыковка разработанных ПХР с промышленными автоматизированными установками с целью модернизации морально устаревшего оборудования, имеющегося на предприятиях.

I. Введение

В последние годы в микроэлектронике существенно вырос интерес к изготовлению ИС, БИС, СБИС, СВЧ-устройств, устройств с автоэлектронной эмиссией, в которой элементы имеют микронные и субмикронные размеры. Получение субмикронных размеров элементов возможно только при "сухом" плазмохимическом травлении.

Серийно выпускаемое до настоящего времени в странах СНГ и большинство зарубежного плазмохимического оборудования не позволяет получать вышеуказанные размеры элементов. Это связано с тем, что в ПХР большие энергии электронов и ионов ≥ 300 эВ. Поэтому при плазмохимическом травлении происходит быстрое разрушение маскирующих покрытий - фото- и электронорезистов. Иногда используемые в качестве защитных тонкие маски из хрома и никеля также быстро распыляются при энергиях ионов 300-500 эВ. Кроме этого, при больших энергиях ионов происходят перераспыление материалов, межслойные пробои и радиационные повреждения образцов. Сформировать защитную маску с малыми ширинами можно только в том случае, если высота резистивной шины сравнима с ее шириной. Поэтому главной задачей при травлении элементов с субмикронными размерами является снижение энергии ионов (или напряжения автосмещения) в плазмохимических реакторах. Снизить же энергию ионов можно управляя диффузией плазмы. А управление диффузией возможно только при помощи электрических и магнитных полей. Наличие магнитных полей позволяет существенно увеличить степень диссоциации молекул и ионизации рабочих газов, а следовательно, производить травление ПХР. В этом случае разряды устойчиво горят при более низких давлениях, что дает возможность увеличить анодотропию и селективность травления. Поэтому в основу ПХР, описываемых в данной статье, положены ВЧ разряды в сочетании с управляемыми магнитными полями.

II. Основная часть

1. Планарный ВЧ-магнетронный реактор со сканируемым магнитным полем

Плазмохимический реактор предназначен для травления диэлектриков, полупроводников и металлов в среде химически активной плазмы, а также для физического распыления материалов в плазме инертных газов.

ПХР представляет собой емкостную разрядную систему с управляющим электродом. Плазма генерируется в скрещенных ВЧ-электрическом (13,56 МГц) и ультранизкочастотном магнитном полях. Эффективное поглощение в замагниченной плазме ВЧ-мощности обеспечило высокую плотность ионного тока до 2 мА/см.кв на обрабатываемую пластину диаметром 100 мм при мощности генератора 1 кВт.

Благодаря сравнительно большой температуре электронов (3-10 эВ) в разряде достигается высокая степень диссоциации молекул рабочего газа, а, следовательно, и скорость травления: Si - 1 мкм/мин, SiO₂ - 0,5 мкм/мин, Au - 0,1 мкм/мин, W - 0,1 мкм/мин. Разряд стабильно горит при более низком, чем в промышленных установках, давлении рабочего газа: $5 \cdot 10^{-4}$ - 10^{-1} мм рт.ст., что обеспечивает улучшенную экологичность при использовании фтор- и хлорсодержащих соединений.

Наличие магнитного поля и низкое давление рабочего газа в реакторе решило одну из важнейших задач существенного уменьшения энергии ионов; с помощью управляющего электрода ее можно изменять от 20 эВ до 400 эВ. Широкие возможности управления параметрами разряда и химическим составом рабочего газа позволили проводить высокоселективное, анизотропное травление (отношение вертикальной скорости к горизонтальной может изменяться до 10). Подложка помещается на ВЧ-электрод.

Изменение магнитного поля по заданной программе позволило резко уменьшить неоднородность травления, обусловленную дрейфовой неустойчивостью, до $\pm 1\%$ на диаметре 100 мм и $\pm 3\%$ на диаметре 150 мм. Планарный ПХР производит плазмохимическое травление микрорельефа с субмикронными размерами элементов.

2. ПХР с коаксиальным магнитным полем сложной конфигурации

Плазмохимический реактор предназначен для индивидуальной прецизионной обработки пластин диаметром 100 мм, 125 мм, 150 мм. ПХР-010 относится к реакторам с расположением образцов для травления на третьем электроде, вне активной зоны разряда - в области вытекающей плазмы [2]. Химически активная плазма образуется в разрядной камере с двумя коническими цилиндрическими электродами, между которыми образуется плазма в скрещенных ВЧ электрическом и регулируемом расходящемся магнитном полях [2,3]. Напуск газа осуществлялся между коаксиальными электродами, а откачка - вокруг пластины диаметром 100 мм, расположенной горизонтально. Как показали исследования такой системы, равномерность ее ионного потока не превышала $\pm 7\%$ на диаметре 100 мм [2,4].

Для увеличения равномерности ионного потока и увеличения его плотности были введены третий коаксиальный ВЧ электрод по оси ПХР и изменен напуск газа [4]. Горение плазмы между тремя электродами и измененный напуск газа существенно улучшили равномерность плазменного потока. Удалось получить равномерность ионного потока $\pm 5\%$ на диаметре 150 мм. Напряжение автосмещения регулировалось и изменялось от 15 В до 100 В при мощности генератора 1,5 кВт, давления $5 \cdot 10^{-2} - 10^{-3}$ мм рт.ст. и частоте генератора 13,56 МГц. Концентрация плазмы составляла $10^{10} - 10^{11}$ см⁻³. Плотность ионного тока в районе подложки достигала 2 мА/см кв. Получены скорости травления кремния до 1,0 мкм/мин, травятся также двуокись кремния и др. материалы, используемые в микроэлектронном производстве. ПХР хорошо стыкуется с промышленными загрузчиками и может быть использован для получения микронных и субмикронных размеров элементов.

3. Плазмохимический реактор с замкнутым дрейфом электронов

Плазмохимический реактор с замкнутым дрейфом электронов [1] предназначен для группового прецизионного травления металлов, полупроводников, диэлектриков и высокотемпературных сверхпроводников с микронными и субмикронными размерами. ПХР может применяться в технологических процессах изготовления больших и сверхбольших интегральных схем, элементов СВЧ, инфракрасной техники и др.

Химически активная и нейтральная плазма образуется в ВЧ-разряде в скрещенных магнитном и электрическом полях между двумя охлаждаемыми электродами: многогранной призмой и заземленным цилиндром. Регулируемое магнитное поле создается катушками. ПХР может работать как в режиме мягкого травления (с минимальными радиационными повреждениями), так и в режиме распыления. Напряжение автосмещения можно менять от 40 до 1000 В с помощью магнитного поля и вспомогательного генератора смещения. Генератор смещения позволяет снимать поверхностный заряд, травить и распылять диэлектрики, увеличивать скорость травления др. материалов.

Замкнутый дрейф электронов дает возможность избавиться от дрейфовых неустойчивостей и повысить равномерность травления по всей обрабатываемой площади.

Разработано несколько конструкций стыковочных узлов, позволяющих устанавливать ПХР на любую вакуумную базу старых, морально устаревших, плазмохимических установок. Загрузка пластин ручная. Для подъема призмы с установленными на ней образцами используются стандартные гидро- или электроподъемники. Одновременно обрабатывается до 9 пластин диаметром 100 мм. Возможна разработка ПХР для травления пластин диаметром 150 и 200 мм.

Основные параметры травления: неравномерность травления $\pm 5\%$; обрабатываемая площадь 3 грани 100х320 мм; рабочее давление $10^{-1} - 10^{-3}$ мм рт.ст.; напряженность магнитного поля 20-200 Э; Анизотропия -7; скорости травления основных материалов микроэлектроники (мкм/мин): Si-0.05÷0.75; W-0.05÷0.25; Mo-0.05÷0.25; Au-0.01÷0.03; Ti - до 1; Pt-0.015÷0.14; Al-0.02÷0.05; GaAs÷0.015-0.1; SiO₂-0.01÷0.2; SiC-0.15; LiTaO₃-0.05÷0.7.

Получены субмикронные размеры элементов СВЧ-транзисторов, кремния и микронные размеры ИС.

4. ПХР с объемно-волновым возбуждением плазмы для экологически чистого группового скоростного удаления фоторезиста

В производстве существует проблема экологически чистого "сухого" удаления с высокой производительностью фото- и электронорезистивных масок. В настоящее время удаление фоторезистивных пленок в основном проводится жидкостным способом, что требует значительного количества чистой серной кислоты, перекиси водорода, органических растворителей, деионизированной воды и т.д. Продукты химического взаимодействия жидких реактивов с фоторезистом вредно для обслуживающего персонала. Кроме того, утилизация и обезжиривание отходов требует больших финансовых затрат.

ПХР с объемно-волновым возбуждением кислородной плазмы [5] представляет собой вакуумную камеру из кварцевой трубы \varnothing 135 мм и длиной 200 мм, помещенную в продольное магнитное поле. Давление рабочего газа - $10^{-1}-10^{-3}$ мм рт.ст. Для возбуждения разряда была разработана малоиндуктивная антенна, которая позволила вводить в плазму большую высокочастотную (13.56 МГц) мощность (1 кВт) при низком ВЧ напряжении на антенне. При этом в антенне протекает большой ВЧ ток (~ 10А) и ионизация рабочего газа происходит за счет сильных вихревых электрических полей. В

результате вихревого образования плазмы температура электронов T_e и энергия ионов E , низки ($T_e \sim 3$ эВ, $E \sim 20$ эВ) в отличие от разрядов с емкостным возбуждением, где $T_e \sim 10$ эВ, $E \sim 300$ эВ.

Низкая энергия ионов позволила проводить обработку изделий без радиационных повреждений, что весьма существенно при производстве изделий микроэлектроники. Вследствие объемно-волнового возбуждения разряда концентрация зарядов плазмы достаточно высокая ($n \sim 10^{10}$ см⁻³), что обусловило высокую степень диссоциации молекул кислорода и, следовательно, скорость травления фоторезиста.

В технологическом процессе производилась одновременная обработка 40 пластин диаметром 100 мм. В качестве фоторезистов использовались ФП-51, ФП-38, в том числе задубленные и легированные мышьяком. При вводимой в плазму ВЧ мощности ~ 700 Вт и давлении кислорода $5 \cdot 10^{-2}$ мм рт.ст. полное удаление фоторезиста происходит со скоростью 0,3 мкм/мин. При этом селективность снятия фоторезиста к травлению Al, Si, Si-pol, SiO₂, Si₃N₄ была не менее 2000. Температура пластин за время снятия резиста толщиной 1,5 мкм не превышала 120 °C.

При удалении фоторезиста в плазме кислорода образуются нетоксичные летучие окислы углерода и водорода.

Реактор был смонтирован на вакуумной базе серийной установки 08ПХО-100Т-001.

IV. Заключение

Разработанные ПХР с существенно улучшенными технологическими параметрами позволяют модернизировать морально устаревшие установки плазмохимического травления.

Каждый из этих ПХР имеет свои особенности и предназначен для решения определенных задач. При разработке реакторов существенно улучшены следующие основные технологические параметры:

- понижена энергия ионов рабочего газа;
- разработаны методы регулирования энергии ионов от 50 эВ до 500 эВ и снятия поверхностного заряда;
- уменьшены радиационные повреждения, межслойные пробои, перераспыление материалов;
- увеличены скорость, анизотропия, селективность травления;
- улучшена экологичность;
- возможность травления рельефа с субмикронными размерами.

Создан экологически чистый плазмохимический реактор с объемно-волновым возбуждением плазмы для группового скоростного удаления фоторезистивных масок без радиационных повреждений и малой степени привносимой дефектности.

V. Список литературы

- [1] А.Ю. Попов, В.В. Усталов, А.О. Федорович, Плазмохимический реактор с замкнутым дрейфом электронов и его технологические возможности, Материалы МНТС "Физ. осн. и новые направ. плазм. техн. в микроэлектронике", М., 1991, с.54-55.
- [2] В.Ф. Семенов, О.В. Хвастунов, Пространственное распределение плотности плазмы в коаксиальной ВЧ разрядной системе с открытым торцом. Тез. докл. VII Всес. конф. по физике низкотемпературной плазмы Т. 2, Фан, Ташкент, 1987, с. 117-118.
- [3] Г.С. Кириченко, О.В. Хвастунов, Цилиндрический реактор магнетронного типа с использованием градиентных сил ВЧ давления. Электронная техника, сер. 7, "Технология, организация производства и оборудования", М, 1992, вып. 5(174), с.36-38.
- [4] В.М. Коновал, А.Ю. Попов, В.В. Усталов, О.А. Федорович, Плазмо-химический реактор ПХР-010М, его физические и технологические испытания. Матер. МНТС "Физ. осн. и новые направ. в плазм. техн. в микроэлектронике", М., 1981, с.70-71.
- [5] В.П. Катюха, Г.С. Кириченко, В.В. Усталов, Г.П. Кравченко, Экологически чистый плазмохимический реактор для группового скоростного удаления фоторезиста. Труды Украинского вакуумного общества, Киев, 1995, т.1, с.224-226.

MODERNISATION OF INDUSTRY PLANTS OF PLASMOCHEMICAL TREATMENT BY THE NOVEL TYPE REACTORS WITH CONTROLLED MAGNETIC FIELDS

Katukha V.P., Kirichenko G.S., Konoval V.M., Ustalov V.V., Fedorovich O.A.
SDTB of Scientific Centre "Institute of Nuclear Research", 47 Nauki Ave., Kiev-28, Ukraine
tel. (044) 265-24-36, fax (044) 265-44-63

A number of the following novel plasmochemical reactors (PChRs) are designed and applied: planar magnetron with scanned magnetic field and PChR with coaxial magnetic field used for the separated treatment of plates with 150 mm diameter; PChR with closed electron drift for the group treatment of 9 plates with 100 mm diameter, PChR with volume-wave exciting for the environmentally friendly high-rate extracting of photoresist in oxygenous plasma (40 plates with 100 mm diameter). PChR is based on the forming of chemically active atoms and ions in discharge in high-frequency (13 MHz, 56 MHz) electric and magnetic fields. That essentially improved the main parameters of etching: the rate of etching and hence productivity; the possibility of control of ion energy from 20 eV up to 1000 eV; the minimum radiation damages are provided with the low energy of particles; the inhomogeneity of etching is decreased due to the control of drift instability; the possibility of control of anisotropy; the environmental friendship is improved; the possibility of sputtering of metals, semiconductors, dielectrics, high temperature superconductors with micron and submicron sizes. The designed PChRs are joined with the industrial automatic plants to modernize the obsolete equipment at industrial factories.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОНИКНОВЕНИЯ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ЭКРАНИРОВАННУЮ РАДИОЭЛЕКТРОННУЮ АППАРАТУРУ ЧЕРЕЗ ОТКРЫТЫЕ РАЗЪЕМЫ

Гришняев И.Н., Козлов А.Н., Тургенев В.А., Военная академия имени
Ф.Э.Дзержинского, Москва, Российская Федерация

Аннотация

Экспериментально исследовано проникновение микроволнового излучения (длина волны 3,2 см) в экранированные объемы через открытые штепсельные разъемы. Представлены экспериментальная база, методика проведения и результаты экспериментов.

I. Введение

Создание и развитие мощных импульсных источников электромагнитного излучения сверхвысокой частоты (СВЧ излучения) поставило задачу оценки влияния СВЧ излучения на различную радиоэлектронную аппаратуру (РЭА). Импульсы СВЧ излучения большой мощности (порядка 1 ГВт) способны выводить из строя РЭА различных объектов. Уровни энергии, достаточные для поражения элементов РЭА, и пути проникновения СВЧ энергии в аппаратуру известны, однако механизмы проникновения мало исследованы. СВЧ излучение может проникать в РЭА через антенно-фидерные устройства (АФУ), щели, и стыки в корпусах, а также через открытые разъемы. Воздействие через АФУ можно оценить по параметрам антенны и входного тракта приемника. Известны экспериментальные исследования проникновения СВЧ излучения через отверстия, которые показали, что величина проникшей СВЧ мощности максимальна в том случае, когда размеры отверстий кратны длине волны излучения ($S = \lambda, 2\lambda, 3\lambda \dots$) /1,2/.

Для экспериментального исследования проникновения СВЧ излучения в экранированные объемы РЭА через открытые штепсельные разъемы (ОШР) был изготовлен макет корпуса РЭА с ОШР и разработана методика эксперимента на СВЧ установке. При проведении эксперимента решались две задачи: первая - исследование проникновения СВЧ поля во внутрь макета корпуса РЭА через ОШР, вторая - исследование электродвижущей силы (ЭДС), наведенной на штырях и соответствующих проводах жгута разъема, а также диаграммы направленности (зависимости величины ЭДС от угла падения СВЧ излучения) штырей.

II. Основная часть

Экспериментальная СВЧ установка является безэховой СВЧ камерой, генератор которой обеспечивает генерацию излучения с длиной волны 3,2 см мощностью порядка 100 МВт. СВЧ излучение поступает через рупорную антенну с фокусирующей линзой в безэховую камеру, где размещался макет корпуса РЭА, представляющий собой дюралюминиевый полый цилиндр. Длина цилиндра 200 мм, внешний и внутренний диаметры 150 мм и 142 мм соответственно. К торцам цилиндра крепятся крышки из нержавеющей стали толщиной 0,5 мм. На передней крышке макета со стороны воздействия СВЧ излучения размещался исследуемый разъем. Макет устанавливался в безэховую камеру при помощи подвешного устройства, конструкция которого позволяет изменять ориентацию макета относительно падающего СВЧ излучения, тем самым изменять углы падения СВЧ излучения на ОШР. Макет располагался в фокусе линзы рупорной антенны, где уже сформирована практически плоская

лектромагнитная волна. Покрытие стенок в безэховой камеры устраняет отражение СВЧ излучения от стенок камеры. Поэтому можно считать, что моделируется воздействие СВЧ излучения на корпус РЭА в свободном пространстве. Для исследований взяты различные разъемы, к которым присоединены жгуты трех типов: неэкранированные, экранированные металлической оплеткой и экранированные лентой из фольги. В табл.1 приведены параметры пяти разъемов. Длина жгута составляла 36 см.

Таблица 1
Параметры исследуемых разъемов

Номер разъема	Внутренний диаметр, d мм	Число штырей в разьеме, шт.	Габариты, мм	Диаметр и длина штырей, мм
1.	24	50	40x34x34	0.75 и 18
2.	24	19	35x34x34	0.75 и 18
3.	24	10	35x34x34	1.0 и 18
4.	16	19	25x22x22	0.75 и 14
5.	12	30	25x18x18	0.4 и 10

В качестве параметра, характеризующего проникновение СВЧ излучения через ОШР, был принят коэффициент пропускания СВЧ мощности (КПМ) разъема. За величину КПМ разъема принимается отношение мощности СВЧ излучения внутри макета к мощности СВЧ излучения перед разъемом. Поле внутри макета имеет сложное распределение, поэтому измерение СВЧ мощности внутри макета производилось в пяти точках по оси вращения макета, где находится максимум поля. Также было выяснено, что диаграмма направленности КПМ (зависимость значения КПМ от угла падения излучения на ОШР) имеет симметричную, относительно продольной оси ОШР, шарообразную форму. Угол падения отсчитывается от продольной оси разъема. Максимум диаграммы направленности соответствует нулевому углу падения (направление воздействия параллельно продольной оси ОШР). При изменении угла падения, значение диаграммы направленности уменьшается до нуля, которому соответствует угол падения 90 градусов. Максимумы диаграммы направленности КПМ для разъемов N1, N2, N3, N4 и N5 с неэкранированными жгутами имеют значения 0.65, 0.75, 0.6, 0.5 и 0.22 соответственно. Для этих же разъемов, но со жгутами, экранированными оплеткой, максимумы наблюдаются при угле падения 0 ... 15 градусов и составляют 0.22, 0.26, 0.18, 0.12, 0.07 соответственно. Проникновение СВЧ излучения во внутрь макета через разъемы со жгутами, экранированными фольгой, зафиксировано не было.

Исследования диаграмм направленности штырей разъемов показали, что диаграммы направленности имеют сложную многолепестковую конфигурацию, причем главные максимумы находятся со стороны большего количества соседних (относительно исследуемого) штырей и находятся под углом падения СВЧ излучения на разъем 0 ... 20 градусов. Диаграммы направленности этих же штырей для разъемов с экранированными жгутами имеют практически аналогичную конфигурацию, но амплитуда наведенной ЭДС почти на порядок меньше. Прослеживается тенденция к сужению лепестков диаграммы направленности при уменьшении числа штырей в разьеме (при прочих равных условиях).

III. Заключение

Таким образом, эксперимент показал, что величина проникающей мощности, также как и диаграмма направленности штырей и наведенная ЭДС, зависят от многих факторов: от места размещения ОШР в корпусе РЭА, от размера разъема, от расстояния между штырями в разъеме и их числа, от длины штырей и высоты бортика разъема, от материала диэлектрического держателя штырей, от конструкции корпуса, от наличия экранирующей оболочки жгута и др. Тем не менее, из полученных экспериментальных данных можно сделать следующие выводы.

1. Имеет место проникновение значительной части (до 75%) мощности СВЧ излучения во внутрь макета корпуса РЭА через ОШР.

2. Применение металлических корпусов разъемов и экранирующих оболочек для жгутов приводит к существенному снижению эффективности проникновения СВЧ излучения (на 70% для оплетки и на 100 % для фольги), а также значительно уменьшает величину наведенной ЭДС. Уменьшение ЭДС можно объяснить следующим образом. ЭДС имеет две составляющие: первая - наведенная на штыре разъема, вторая (наиболее значительная) - индуцированная проникающим СВЧ полем на проводах жгута. Экранирующая оболочка жгута снижает величину проникающего СВЧ поля, что приводит к уменьшению второй составляющей и, следовательно, к уменьшению ЭДС.

3. Применение оболочки жгута из фольга предпочтительнее, чем применение оплетки, так как при этом отсутствует проникновение СВЧ излучения во внутрь экранированного объема.

4. Диаграммы направленности штырей имеют сложную многолепестковую конфигурацию, индивидуальную для каждого штыря.

Разработанную методику целесообразно использовать при экспериментальной оценке проникновения СВЧ излучения в РЭА через ОШР, а полученные результаты - при разработке требований к новым образцам РЭА.

IV. Список литературы

1. Keith Floring H. The future battlefield: A blast gigawatts? - IEEE Spectrum, March 1988, pp. 50-54.

2. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ средств функционального поражения. Панов В.В., Саркисян А.П. - Зарубежная радиоэлектроника, 1993, N 10, 11, 12.

EXPERIMENTAL RESEARCH OF THE PENETRATION OF MICROWAVES INTO SHIELDED RADIO-ELECTRONIC EQUIPMENT THROUGH OPEN PIN CONNECTORS

Grishnyayev I.N., Kozlov A.N., Turgenev V.A.
Dzerzhinsky Military Academy, Moscow-103074, Russia

The propagation of the microwaves into the inner circuits of shielded radioelectronic equipment through pin connectors is researched. It is stated that the amount of the penetrated microwaves depends on the following: location of the pin connector on the case of the device, the number of pins and the distance between them, dielectric pin holder material, construction of the case, etc. The experiments have been conducted according to a specially method which may be applied to the testing of the microwave radiation influence on various equipments.

ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА СТОЙКОСТЬ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Старостенко В.В., Григорьев Е.В., Таран Е.П.
333036 г.Симферополь, ул.Ялтинская, 4, СГУ

Аннотация - Приводится методика и результаты исследования стойкости микросхем при воздействии на них электромагнитных и электростатических полей. Для электромагнитных полей определены пороги стойкости и значения напряженности, при которых начинаются деградационные явления, в зависимости от взаимной ориентации интегральных микросхем и электромагнитных полей.

I. Введение

При эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры одной из основных задач является обеспечение надежности всех полупроводниковых устройств, входящих в ее состав. Наиболее сильное влияние на работоспособность полупроводниковых элементов, и, в частности, интегральных микросхем, оказывают внешние электромагнитные и электростатические поля.

Существующие исследования по влиянию электромагнитных полей на стойкость интегральных микросхем и полупроводниковых приборов сводились в основном к подаче дополнительного видеоимпульса на шину питания (для микросхем) или на полупроводниковый диод и транзистор [1,2]. В ННЦ "ХФТИ" проведены исследования по воздействию электромагнитных полей на микросхемы в открытом пространстве [3]. Однако системные исследования по полемому воздействию электромагнитных полей на микросхемы и определению порогов стойкости в зависимости от взаимной ориентации интегральных микросхем и электромагнитного поля не проводились.

II. Определение порогов стойкости микросхем

Для исследования воздействия электромагнитных полей на интегральные микросхемы был изготовлен генератор на магнетроне, работающий на длине волны $\lambda \approx 10$ см, с длительностью прямоугольного импульса 1...4 мкс, мощностью в импульсе 20 кВт, скважностью $Q=(0.25...1) \cdot 10^4$. Количество импульсов можно было задавать от 1 до 10^4 или задавать время работы генератора.

Разработанная установка (рис.1) включала в себя блок питания магнетрона (1), аттенюатор (2), измерительную секцию (3), направленный ответвитель (4), калориметрический ваттметр (5), источник питания микросхем (8). Параметры радиоимпульса (крутизна фронтов, длительность) измерялись и контролировались по огибающей с детекторной секции (6) с помощью осциллографа (7). Измерения производились для неработающих и работающих микросхем. В последнем случае на одном из каналов интегральных микросхем собирался генератор прямоугольных импульсов.

Объектом исследований являлись микросхемы с чипами размером от 1x1 мм до 2x2мм, биполярной и КМОП технологий (155, 555, 561, 174 серии).

Всего воздействию подвергалось около 300 микросхем. После воздействия электромагнитных полей на микросхемы последние подвергались послойному травлению с последующим анализом причин отказов.

Проведенные исследования показали, что около 90% микросхем биполярной и 70% КМОП технологии выходят из строя по причине прожога металлизации. Полученные статистические данные практически совпадают с данными, приведенными в [1], когда по шине питания интегральных микросхем подавался дополнительный импульс напряжения.

Ориентация существенно влияет на стойкость микросхем. В ориентациях "г" и "е" (рис.2) интегральные микросхемы являются наименее стойкими - в этих положениях они выходят из строя при воздействии одного импульса с напряженностью электрического поля $60 \div 70$ кВ/м, а деградационные явления начинаются при воздействии одного импульса с напряженностью электрического поля 1...7 кВ/м. При этом имеет место хорошая воспроизводимость результатов.

В ориентациях "в" и "д" микросхемы выходят из строя после воздействия на них 40-50 импульсов. В этих ориентациях расстояния между выводами вдоль электрического поля наибольшее, однако напряжение прикладывается к разным каналам интегральных микросхем.

Наиболее стойкими интегральные микросхемы являются в ориентациях "а" и "б" - они остаются работоспособными после воздействия на них в течении 10 минут и более импульсными ЭМП с напряженностью электрического поля $E \approx 100$ кВ/м.

Деградационные явления сводятся как правило к прожогам металлизации или микроучастков элементов микросхем. Из металлизации наиболее чувствительны к воздействию электромагнитных полей контактные площадки, в которых имеет место наибольший перепад электрофизических характеристик материалов.

III. Методика исследования влияния электростатических полей на интегральные микросхемы

Исследований по влиянию взаимной ориентации интегральных микросхем и поля на стойкость микросхем при воздействии электростатических полей не проводилось. Трудность данного эксперимента заключается в обеспечении "чистоты" исследования - при исследовании влияния электростатического поля необходимо исключить возможные переходные процессы.

Разработанная установка по электростатическому пробую (рис.3) состоит из рабочей области (1), которая находится между подвижными электродами (3), источника высокого напряжения (2) и источника питания микросхем (4). Для анализа воздействия электростатического поля на микросхемы собран генератор прямоугольных импульсов (5), характеристики которого контролируются с помощью осциллографа (6).

Методика исследования влияния электростатического поля на интегральные микросхемы сводится к следующему:

1. на подвижные электроды подается высокое напряжение (7÷25 кВ);
2. после окончания переходных процессов в рабочую область вносится исследуемый полупроводниковый элемент;
3. с помощью подвижных электродов увеличивается значение напряженности внешнего электрического поля.

Для исключения влияния возникающих переходных процессов используется сопоставление с результатами при воздействии электромагнитных полей - скорость вноса микросхемы в рабочую область и скорость движения электрода должны быть такими, чтобы возникающие переходные процессы (в частности, ток смещения) были на 3-4 порядка меньше чем при воздействии электромагнитных полей.

На основе разработанной методики получены пороговые значения напряженности электрического поля, приводящих к деградационным явлениям в микросхемах, и проведена сравнительная характеристика полученных значений с электромагнитным влиянием.

Проведенный эксперимент по воздействию электростатического поля на интегральные микросхемы показал, что пороги стойкости микросхем определяются, как и при воздействии электромагнитных полей, взаимной ориентацией микросхем и поля. Количественные значения порогов стойкости выше, чем при воздействии электромагнитных полей.

IV. Заключение

На основании проведенных исследований установлено, что пороги стойкости микросхем существенно зависят от взаимной ориентации интегральных микросхем и электромагнитного поля. Компонентой плат и размещением на них микросхем можно повысить стойкость радиоэлектронной аппаратуры по отношению к воздействию электромагнитных полей при известной поляризации возможного источника воздействия.

Разработанная методика исследования влияния электростатических полей на полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы позволяет провести "чистый" эксперимент и определить пороги стойкости в зависимости от ориентации микросхем относительно электростатического поля.

V. Список литературы

- [1] Antinone J. Electrical Overstress Protection for Electronic Devices. 1986, New York. - p.387.
- [2] Wunsch D.C., Bell R.R. Determination of Threshold Failure Levels of Semiconductor Diodes and Transistors Due to Pulse Power Voltage // IEEE Trans. Nucl. Phys., N5-15(6), 1968. - pp.244-259.
- [3] Магда И.И., Блудов С.Б. и др. Исследование физических механизмов деградации изделий электромагнитной техники в мощных электромагнитных полях / Материалы 3-й Крымской конференции "СВЧ-техника и спутниковый прием" (г.Севастополь, 1993), т.5. с.523-526.

THE INFLUENCE OF ELECTROMAGNETIC FIELDS ON RESISTANCE OF INTEGRATED CIRCUITS

Starostenko V.V., Grygoriev Y.V., Taran Y.P.
Simferopol State University, 4 Yaltinskaya St., Simferopol-333036, Ukraine
tel. (0652) 23-03-60

In order to determine the influence of the electromagnetic fields on the resistance of the semiconductor devices and integrated circuits, the description and structure schemes of developed devices of the microwave and electromagnetic influence on the semiconductor elements have been adduced. The basic advices for carrying out of the "pure" experiment of the electrostatic discharge have been given. The "pure" experiment is the elimination of the transitional process adducing to the appearance of biased currents. The results of investigation of integrated circuits resistance under the influence of the electromagnetic fields has been adduced. It was shown that the microchips resistance strongly depends on relative orientation of microchips and on the electromagnetic fields. The limiting values of electromagnetic fields intensity, when the effects of degradation and discharge begin, has been obtained.

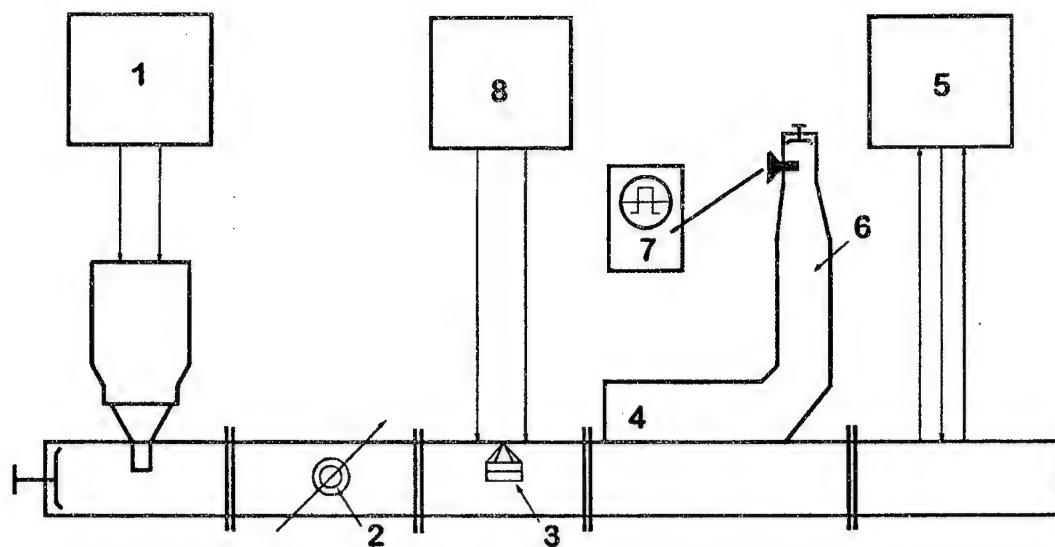
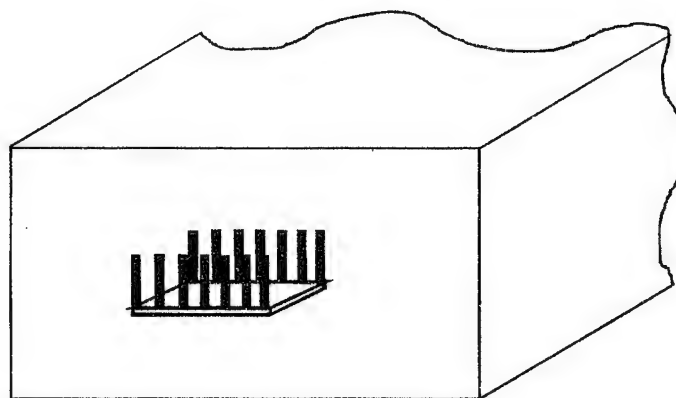
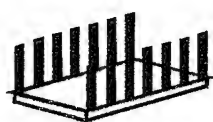


Рис. 1



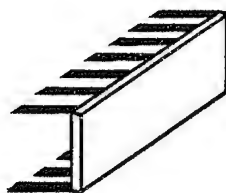
а)



б)



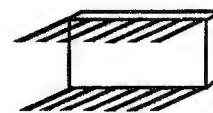
в)



г)



д)



е)

Рис. 2

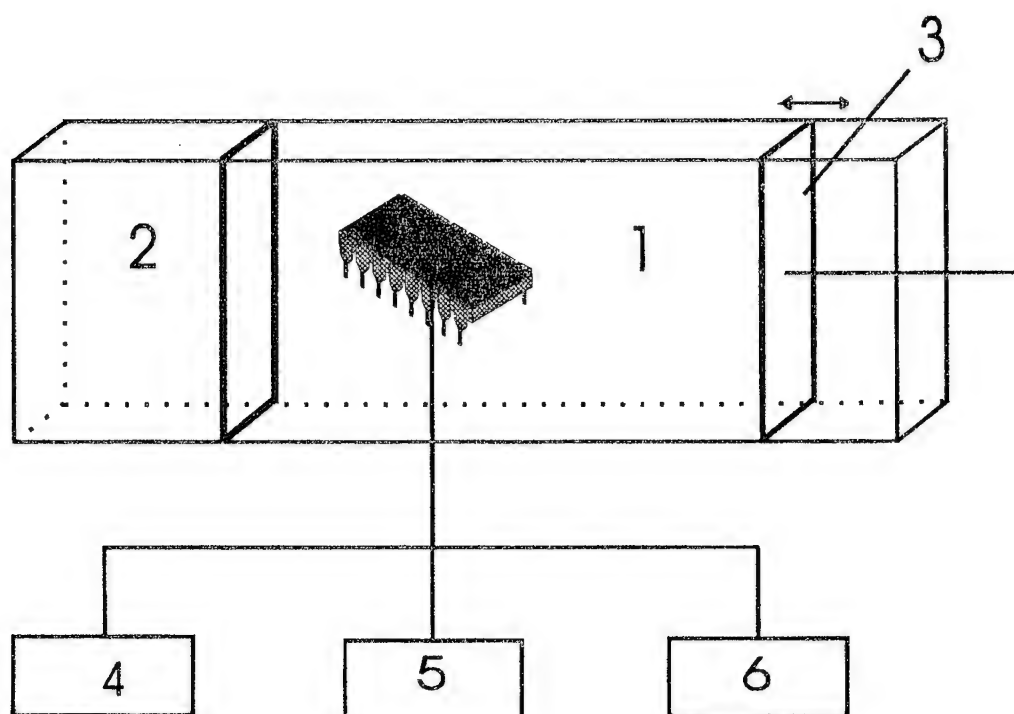


Рис.3

ДИНАМИКА ДЕГРАДАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Е.П. Таран, В.В. Старостенко, Е.В. Григорьев, А.А. Борисов
333036, Симферополь, Ялтинская, 4, СГУ

Аннотация - В работе приводится численная модель развития деградационных процессов в интегральных микросхемах (ИМС), связанных с протеканием разрядного тока по металлизации. На основе численного эксперимента определены причины локальной деградации металлизации и получены условия возникновения "режима с обострением".

I. Введение

Воздействие электромагнитных полей на интегральные микросхемы (ИМС) приводит к возникновению необратимых деградационных процессов, вызывающих отказ ИМС. Существующие экспериментальные данные [1-3] показывают, что наиболее уязвимым звеном в разрядной цепи ИМС является металлизация и контактные площадки - именно они подвергаются необратимым деградационным процессам.

2. Математическая модель

Для расчета деградационных процессов в металлизации при воздействии электрических полей ИМС была представлена в виде 4 слоев: кремниевой подложки (1), диэлектрического слоя оксида кремния (2), алюминиевой металлизации (3) и клеевого соединения (4) (рис.1). Математическая модель теплового режима ИМС была представлена системой двухмерных параболических уравнений следующего вида [4]:

$$c_l \cdot \rho_l \cdot \frac{\partial T_l}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left[K_l(T) \cdot \frac{\partial T_l}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[K_l(T) \cdot \frac{\partial T_l}{\partial y} \right] + q_l(x, y, t) \quad (1)$$

где c_l - удельная теплоемкость l-слоя, ρ_l - плотность материала, $K_l(T)$ - коэффициент теплопроводности, $q_l(x, y, t)$ - мощность источников теплоты, l - номер слоя.

В качестве температурной зависимости коэффициентов теплопроводности различных слоев использовались экспериментальные данные [5].

Уравнение (1) представляет собой систему уравнений для 4-х слоев. Для решения этой системы была использована следующая система граничных условий [6]:

1. поверхность торцов являлась теплоизолированной:

$$\frac{\partial T_l}{\partial x} \Big|_{x=0} = 0, \quad \frac{\partial T_l}{\partial x} \Big|_{x=L_x} = 0 \quad (2)$$

2. на верхней поверхности клеевого слоя граничное условие удовлетворяло закону Ньютона:

$$K_4 \cdot \frac{\partial T_4}{\partial y} \Big|_{y=L_y} + \alpha_s \cdot (T_4 - \theta) = Q(x, t) \quad (3)$$

где α_s - коэффициент теплоотдачи на верхней грани структуры, θ - температура внешней среды, $Q(x, t)$ - плотность плоских источников тепловыделения;

3. между слоями структуры предполагался идеальный тепловой контакт, который описывался граничными условиями четвертого рода:

$$K_l \cdot \frac{\partial T_l}{\partial y} \Big|_{y=y_l} = K_{l+1} \cdot \frac{\partial T_{l+1}}{\partial y} \Big|_{y=y_l} \quad (4)$$

$$T_l(x, y_l, t) = T_{l+1}(x, y_l, t) \quad (5)$$

4. на нижней поверхности подложки граничное условие имело следующий вид:

$$T_1(x, 0, t) = T_k(x, t) \quad (6)$$

где $T_k(x, t)$ - температура кристалла.

Для расчета мощности тепловых источников в ИМС при пробое металлизация была представлена сеткой сопротивлений (рис.2). Мощность тепловых источников $q(i, j)$ определялась следующим выражением:

$$q(i, j) = \frac{U^2 \cdot \sigma(i, j)}{h_x^2 \cdot \left[\sum_{i=1}^{N_x} \frac{1}{\sum_{j=1}^{N_y} \sigma(i, j)} \right]^2 \cdot \left(\sum_{j=1}^{N_y} \sigma(i, j) \right)^2} \quad (7)$$

где $\sigma(i, j)$ - электропроводность однородного участка металлизации, h_x - длина данного участка металлизации, N_x , N_y - количество участков металлизации вдоль осей X и Y соответственно, U - напряжение, приложенное к металлической дорожке.

III. Результаты численного эксперимента

Наличие слоистой структуры в ИМС приводит к возникновению неоднородных участков на границе слоев. Появление неоднородных участков качественно изменяет характер температурных полей в ИМС при подаче напряжения - на этих участках происходит локальное выделение теплоты (рис.3).

Динамика тепловых процессов в ИМС при подаче напряжения приводит к появлению "режима с обострением" - резкому росту температуры на неоднородных участках металлизации. Появление этого режима обусловлено как зависимостью основных электрофизических параметров (теплопроводности, электропроводности) от температуры, так и геометрическими размерами ИМС - тепловой обмен происходит в основном в поперечном сечении структуры и носит анизотропный характер. Проведенный численный эксперимент показал, что появление "режима с обострением" имеет место на начальной стадии динамики теплового процесса ($t=10^{-13}$ до 10^{-12} сек), что приводит к локальному выгоранию металлизации.

Анализ полученных температуро-секундных характеристик (ТСХ) показал, что увеличение напряжения приводит к изменению как количественных значений ТСХ, так и их качественного характера (рис.4). Если количественные изменения связаны с увеличением мощности выделяемой энергии при прохождении разрядного тока, то качественный характер изменения динамики деградиционных процессов обусловлен параметрами неоднородности структуры. На динамику распространения теплового потока оказывают влияние соотношения между процессами выделения теплоты и распространением ее вдоль структуры - при определенных значениях параметров неоднородности металлизации и амплитуды внешнего воздействия наблюдалось качественное изменение картины ТСХ, приводящее к возникновению локальных участков деградации (рис.4). Наиболее ярко появление локальных участков деградации проявлялось при резком изменении электрофизических параметров структуры (кривая 5), что приводило к появлению "режима с обострением".

IV. Заключение

Проведенный численный эксперимент по исследованию токовых режимов ИМС показал, что на развитие деградиционных явлений в ИМС сильное влияние оказывает неоднородность металлизации, которая приводит к появлению локальных участков деградации. Характер распространения теплового потока в слоистой структуре определяется не только электрофизическими параметрами слоев, но и геометрическими размерами модели. Процессы деградации наиболее ярко выражены в местах резкого перепада электрофизических параметров ИМС, вызывая появление "режима с обострением".

V. Список литературы

- [1] Antinone J. Electrical Overstress Protection for Electronic Devices, 1986, New York, p.387.
- [2] Wunsch D.C., Bell R.R. Determination of Threshold Failure Levels of Semiconductor Diodes and Transistors Due to Pulse Power Voltage // IEEE Trans. Nucl. Phys., N5-15(6), 1968. - pp.244-259.
- [3] Григорьев Е.В. Исследование деградации и причин отказов микросхем в зависимости от их ориентации при воздействии импульсных электромагнитных полей // Материалы 4-й конференции "СВЧ-техника и спутниковый прием" (г.Севастополь), т.2, с.345-346, 1994.
- [4] Самарский А.А. Теория разностных схем. - М.: Наука, 1977. - 656с.
- [5] Solid State Technology, 1977, 1, N1, с. 31-34.
- [6] Автоматизация теплового проектирования микроэлектронных устройств средствами САПР. - Львов, Выща школа. Изд-во при Львов. университете, 1988. - 356 с.

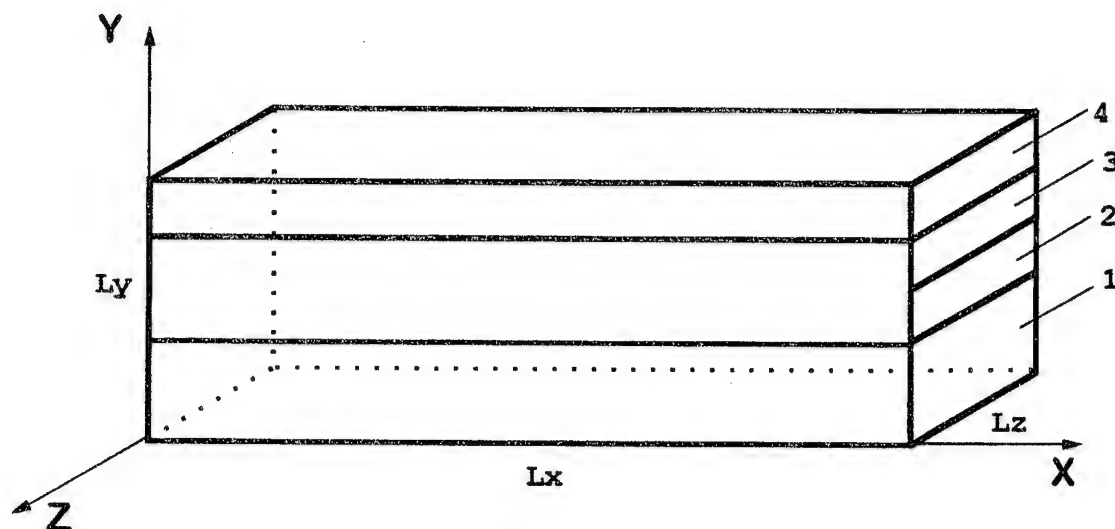


Рис. 1

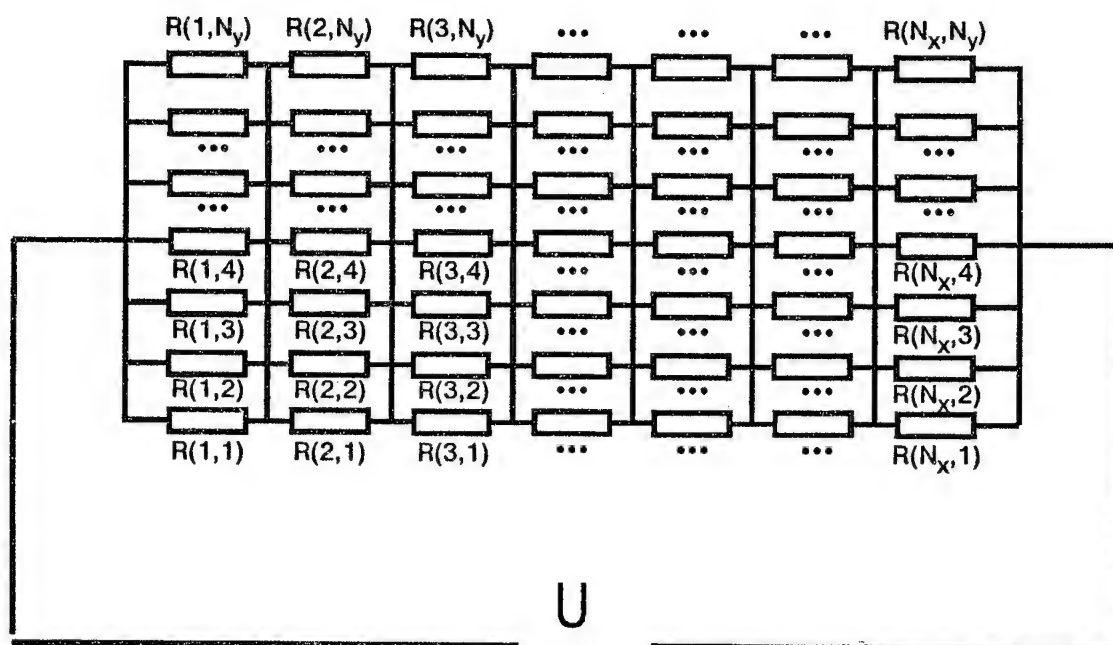


Рис. 2

THE DYNAMICS OF DEGRADATION EFFECTS IN INTEGRATED CIRCUITS

Taran Y.P., Starostenko V.V., Grygoriev Y.V., Borisov A.A.

Simferopol State University, 4 Yaltinskaya St., Simferopol-333036, Ukraine

tel. (0652) 23-03-60

The numerical model of the development of degradation effects in the integrated circuits dealing with flowing of the discharging current on the metallization has been suggested. The integrated circuit was presented as the stratified structure. The electrophysical parameters of every layer are the functions of temperature. Analysis of degradation effects in the metallization has been carried out on the base of the numerical solution of nonlinear heatconduction equation by the nonexplicit Pismen-Rexford scheme. The results of numerical experiment according to which the fundamental reasons of local character of metallization combustion during the discharging of integrated circuits were exposed have been adduced. Dynamics of degradation effects development according to the parameters of metallization unhomogeneity and different regimes of exploitation has been given.

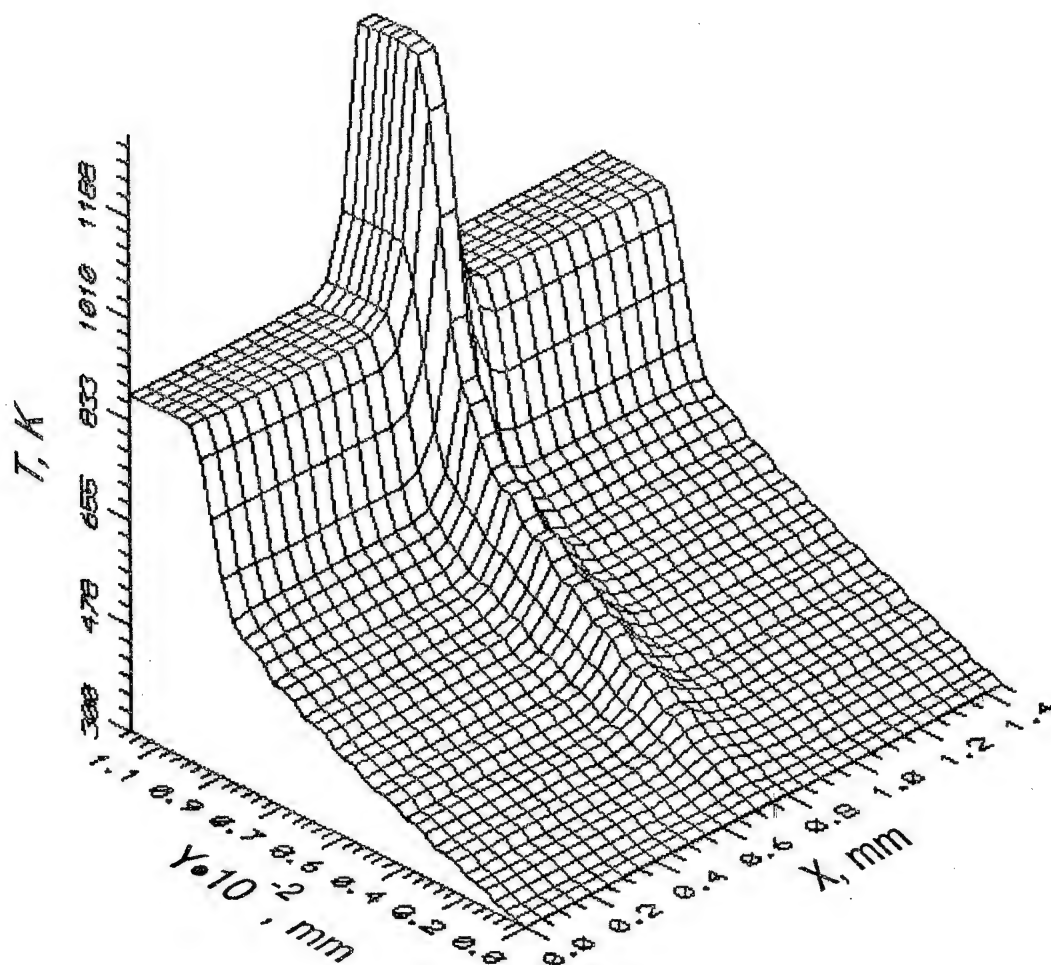


Рис. 3

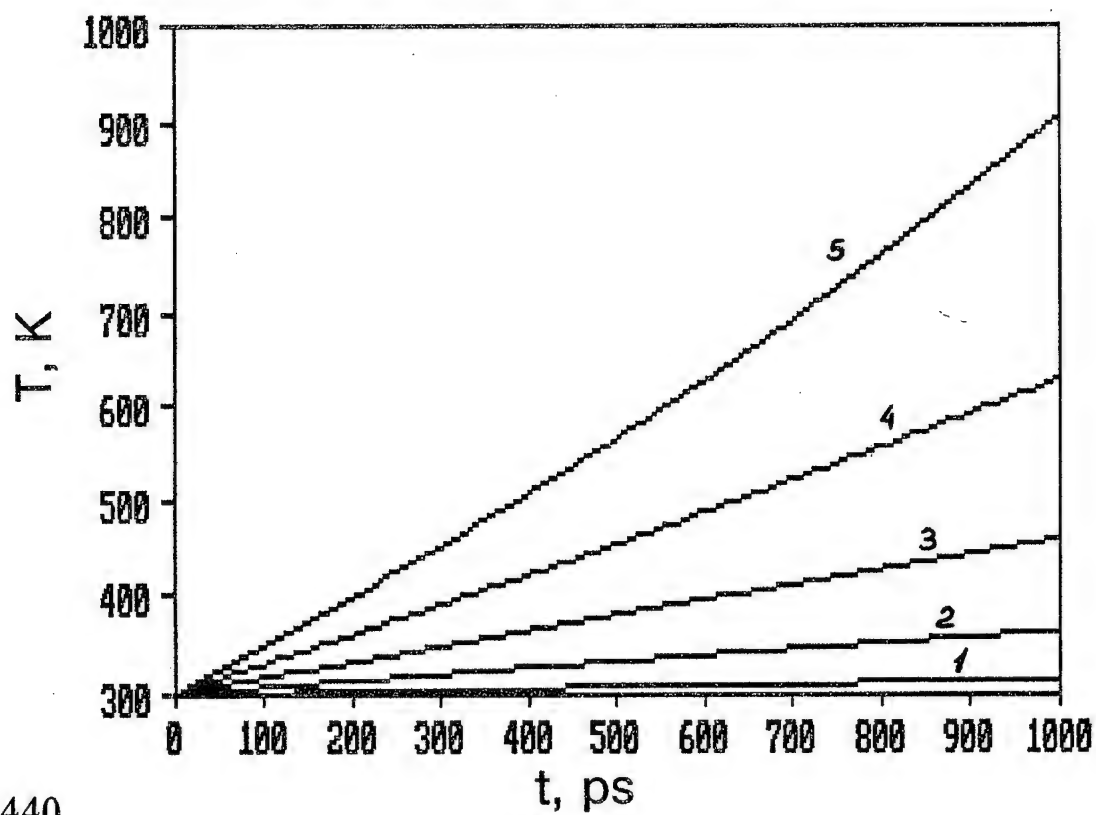


Рис. 4

1 ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ УЛЬТРАКОРОТКОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСА НА РАДИОЭЛЕКТРОННУЮ АППАРАТУРУ СВЧ ДИАПАЗОНА

Н.П.Гадецкий¹, К.А.Кравцов¹, И.И.Магда¹, Ю.В.Прокопенко¹, В.И.Чумаков¹,
В.Е.Новиков², Ю.В.Ткач²

¹ ННЦ "Харьковский физико-технический институт", Харьков, Украина,

² Институт электромагнитных исследований, Харьков, Украина

Аннотация

Цикл экспериментальных и теоретических исследований посвящен вопросам генерирования, метрологии и взаимодействия с радиоэлектронной аппаратурой (РЭА) и ее элементной базой электромагнитного излучения ультракороткой длительности импульса (УКДИ), 10^{-10} - 10^{-7} с. Представлена концепция адаптивного тестирования аппаратуры (АТА), ориентированная на адекватное описание реакции сложного объекта на внешнее электромагнитное воздействие (ЭМВ). Рассматривается взаимодействие полей источников УКДИ с относительно узким и сверхширокополосным спектром излучения со сложными радиоэлектронными структурами, в частности, процессы неразрушающего характера. На примере реакции типовых приемно-усилительных трактов СВЧ диапазона показано высокое функциональное деструктивное действие фактора даже при уровнях мощности излучения значительно меньших уровней появления деградационных эффектов в микроструктурах РЭА.

I. Воздействие излучений УКДИ

Современная электромагнитная обстановка (ЭМО) характерна наличием полей источников излучений естественного и искусственного происхождения, которые, во многих случаях, оказывают деструктивное действие на элементарную базу радиоэлектронных приборов и на условия их функционирования. Поскольку величина плотности потока энергии излучения, в дальней зоне источника, пропорциональна квадрату производной тока в антенне: $|\Pi| = E^2 / 2Z_0 \propto (dI/dt)^2$, где Z_0 - импеданс свободного пространства, то очевидно, что для конкретного вида источника ЭМВ его эффективность $\propto \tau_{p,r}^{-2}$, где $\tau_{p,r}$ - длительности импульса и его фронта.

Прогресс в областях современных технологий и электроники больших мощностей в последние годы в значительной степени изменил ЭМО. Эти изменения связаны не только с расширением номенклатуры традиционных источников излучений и их параметров, но и с появлением источников излучений нового типа [1,2]. К наиболее опасным видам электромагнитных излучений можно отнести излучения ультракороткой длительности импульса, создаваемые некоторыми типами источников естественного и искусственного происхождения. Такими источниками являются:

- мощные коммутрующие устройства в цепях короткоимпульсных модуляторов, высоковольтной защиты силовых энергетических установок;
- скоростные переключающие элементы, цепи устройств защиты от мощных СВЧ сигналов;
- цепи скоростных устройств современной вычислительной техники и передачи информации с рабочим диапазоном частот более 0,1 - 1 ГГц;
- мощные высоковольтные модуляторы и электрофизические установки специального назначения, использующие процессы УКДИ (элементы электроники больших мощностей);
- излучатели СШП радиолокационных средств, применяемых в радиолокации высокого разрешения, а также для подпочвенного зондирования;
- некоторые виды высоковольтных несобственных или поверхностных газовых разрядов и переходных процессов, инициируемых высокоэнергетичными потоками частиц или лазерного излучения;
- некоторые виды ЯВ.

На рис.1 условно показаны области предельных плотностей мощности, формируемых различными видами источников излучений. Там же приведены области критических параметров полей источников, регламентируемых некоторыми существующими стандартами МЭК. Взаимодействие излучений УКДИ с относительно узким спектром (типа традиционного импульсного микроволнового излучения) или со сверхширокополосным спектром (типа ЭМИ) со сложными системами проявляется качественно иначе, чем традиционное длинноимпульсное или стационарное излучение. Это обусловлено малыми временами воздействия по сравнению с характерным временем те-

плового или иного релаксационного механизма в материалах и электронных структурах РЭА и ее компонентов, а также специфическим нелинейным характером реакции системы в целом [3].

С другой стороны, этот вид фактора, ввиду малой длительности импульса, характерен большой широкополосностью, что обуславливает высокую проникающую способность и специфическую реакцию РЭА на сигнал УКДИ, распространяющийся в структурах устройства. Таким образом, несмотря на относительно более низкий энергетический потенциал, сигналы УКДИ, в ряде случаев, могут оказаться более эффективным деструктивным фактором ЭМО, чем традиционные СВЧ/ЭМИ сигналы. Характер процесса взаимодействия излучения УКДИ со сложными объектами РЭА и ее элементами вкратце может быть сведен к следующим основным эффектам [4,5]:

- антенный механизм возбуждаемых во внешних цепях и внутренних структурах токов и напряжений;
- множественность размерных и ориентационных резонансов;
- большой спектр деструктивных явлений, в том числе стрессового типа, (электрические прожоги и пробой, ударные акустические волны, адиабатический режим энерговыделения, преимущественно нетепловой механизм дефектообразования и др.);
- множественность локализаций дефектов структур (даже в результате однократного воздействия излучения УКДИ);
- характерное пространственное зонирование дефектов - периферийность энерговыделения и/или дефектообразования;
- образование неадекватных сигналов-откликов аппаратуры с длительностью в десятки - сотни раз превышающей длительность воздействия.

II. Концепция адаптивного тестирования аппаратуры.

Появление УКДИ фактора привело к необходимости пересмотра ряда нормативных, технологических, конструктивно-схемотехнических и др. мероприятий, используемых для обеспечения электромагнитной стойкости и совместимости (ЭМС/С) РЭА и ее компонентов. В связи с этим в настоящее время большое практическое значение имеет развитие эффективных методов, комплексной оценки ЭМО, а также методов параметрического анализа и количественной оценки реакции электронной аппаратуры на воздействие излучений УКДИ.

Предлагается новая концепция испытаний - АТА, связанная с проблемой количественной оценки реакции РЭА на ЭМВ и разработкой ее динамического прогноза в условиях нормальных и экстремальных ситуаций ЭМО. АТА основывается на экспериментальном исследовании динамики сложной системы и развитии ее модели - отображения. Основные черты концепции поясняет рис.2.

Ее идея состоит в формировании взаимосогласованных процедур процессов:

- испытаний объекта для получения временного представления его реакции на ЭМВ и ее количественного описания
- разработки динамической модели - отображения сложного объекта, ее адаптации (экспериментальной проверки контрольных реализаций) и получения базовых параметров, описывающих динамику адекватной неконсервативной системы.

Натурные испытания аппаратуры обычно позволяют получить только общую картину поведения устройства и его компонентов в условиях, моделирующих фактор. На стадиях разработки необходимы более тонкие методы исследования, объединяющие прогноз основных процессов в системе с учетом всех возможных (в том числе и экстремальных) состояний и параметров как ЭМО, так и режимов работы устройства. В то же время, чисто экспериментальные исследования достаточно глубокого уровня сопряжены с техническими трудностями, обусловленными как большим числом учитываемых параметров и сложностью эффектов, так и затруднениями в интерпретации наблюдаемых результатов. Поэтому представляется целесообразным развитие адекватного математического аппарата описания процессов и использование методов машинного моделирования, которые не только могут легко отрабатываться на простых моделях - фрагментах РЭА, но и составлять основу прогноза стойкостных характеристик сложных систем.

Основными процедурами математического аппарата АТА являются:

- разработка математических моделей процесса воздействия УКДИ сигнала на узлы и элементы РЭА;
- решение обратной задачи - восстановление параметрических особенностей аппаратурных функций, создающих типичные нелинейные отклики сложных электронных систем в условиях УКДИ воздействия;
- разработка теоретического аппарата для анализа нелинейной динамики сложных систем;
- разработка методов количественной оценки сигналов-откликов сложных цепей электронных приборов.

В большом числе случаев наиболее характерным проявлением действия электромагнитного фактора УКДИ в сложных электронных приборах является формирование нелинейного динами-

ческого отклика (который, при определенных условиях, может переходить в состояние хаоса), исключающего нормальное функционирование устройства. Кроме этого, возможен весьма широкий спектр эффектов, которые могут не только оказывать существенное влияние на функционирование, но и определять характеристики электронной системы. Опасность хаотических состояний объектов, возбужденных внешним сигналом, проявляется в том, что их динамика в дальнейшем определяется процессами в самом устройстве, рассеивающими энергию собственного источника в течение характерного времени релаксации, во много раз превышающего длительность исходного сигнала УКДИ. Результирующий эффект может быть сравним с деструктивным ЭМВ.

III. Экспериментальные результаты

Экспериментальные исследования ЭМСиС проводились на испытательных стендах Национального научного центра "Харьковский физико-технический институт" [6]. Испытательное оборудование Центра включает различные источники СВЧ/ЭМИ излучения УКДИ, рабочие зоны облучения, экранированные помещения, скоростную широкополосную измерительную аппаратуру. Оно позволяет исследовать взаимодействие полей электромагнитного узкополосного и сверхширокополосного излучения с широкой номенклатурой РЭА и ее элементной базой. Наиболее важные данные об испытательных стендах и применяемой метрологии приведены в табл.1 и табл.2 [6,7].

Табл. 1. Основные испытательные установки ННЦ "ХФТИ" и их параметры.

Источник	Антенна	СШП параметр	t_p , нс (t_0 , нс)	Режим работы	Диапазон, f_0 , Гц	P, Вт	E_{max} , кВ/м	Рабочая зона, м ²
Мощные СВЧ генераторы на основе РЭП	Рупор	10^{-2} - 10^{-1}	20-800 (5-50)	Одиночн.	(2-14) $\times 10^9$	10^6 - 10^9	(2-3) $\times 10^3$	3-20
Скоростные генераторы Маркса	ТЕМ рупор	0.6-0.75	100-120 (7-12)	Периодич., J 5 Гц	J 3 $\times 10^8$	(0.2-1) $\times 10^6$	(0.5-1) $\times 10^3$	0.5-10
ТЕМ-полосковые линии	ТЕМ рупор	≈ 1	0.5 (0.2)	Периодич., J 2 кГц	J 10^{10}	(1-3) $\times 10^4$	0.75-1	3-5
ТЕМ-коаксиальные линии	ТЕМ линия (коаксиал)	0.8-0.82	5-15 (0.9-1.1)	Одиночн.	J 5 $\times 10^9$	10^7 - 10^9	2 $\times 10^3$	≈ 1
Генератор на диоде Ганна	Рупор	10^{-3}	10 (3)	Периодич., J 10 кГц	(2-10) $\times 10^9$	10	(2-5) $\times 10^{-3}$	≈ 3 -5
Модулятор на диодах с восстановлением	ТЕМ рупор	≈ 1	2/30 (0.05/0.2)	Периодич., J 10 кГц	J 1.5 $\times 10^{10}$	$10^4/10^3$	2.5-5/0.3	3-5

В экспериментальном исследовании нелинейной динамики сложных электронных систем особое внимание уделено взаимодействию излучений УКДИ (СВЧ/ЭМИ) с элементами радиоэлектронных приборов, созданных на основе различных технологий и элементной базы, в частности - неразрушающего характера. В качестве типичных устройств, имеющих наибольшую уязвимость при воздействии внешних полей большой интенсивности, использовались несколько разновидностей приемно-усилительных трактов (ПУТ) СВЧ диапазона. Они имели стандартную конфигурацию: защитное устройство, фильтр, входной усилитель, СВЧ детектор и (для супергетеродина) цепь частотного преобразования сигнала (смеситель, гетеродин, УПЧ).

Табл. 2. Общие данные применяемой метрологии в УКДИ экспериментах.

Метод	Параметр	Диапазон частот	Диапазон параметров	Погрешность
Калориметр	W	> 0.01 ГГц	> 0.01 Дж	10 - 13%
Осциллографирование	P/S; t; f_0 ; Df_0	0 - 5 ГГц	> 0.1 В/см ² , > 0.1 нс	$< 10\%$
Детектор	P/S; t	0 - 20 ГГц	> 1 мкВт/см ² , > 1 нс	20 - 30%
Волноводный фильтр	f_0 ; Df_0	2 - 20 ГГц	2 - 20 ГГц	10 - 15%
Полосовой фильтр	f_0 ; Df_0	2 - 20 ГГц	2 - 20 ГГц; 0.03 ГГц	5 - 10%
СВЧ пробой газа	f_0 ; E	2 - 12 ГГц	2 - 12 ГГц; 0.05 - 30 кВ/см	20 - 40%
Акустический детектор	E	2 - 10 ГГц	0.3 - 30 кВ/см	5 - 10%
Акустический резонатор	f_0	2 - 10 ГГц	2 - 10 ГГц	1 - 3%

Наиболее важным результатом испытаний ЭМСиС различных ПУТ и их компонентов к сигналам УКДИ явилась общая для всех объектов высокая степень реакции. Наименее подверженными деструктивному воздействию излучения УКДИ были, как и следовало ожидать, пассивные элементы (СВЧ фильтры, волноводные тракты, соединительные разъемы). Уровень их сос-

тояния работоспособности был наиболее высоким. Ему соответствовала пороговая плотность энергии излучения, например, на частоте 3 ГГц 0,1-1 мДж/см². Критические уровни деградации активных элементов СВЧ устройств были значительно ниже - около 1 нДж/см². Наибольшей чувствительностью к воздействию обладали СВЧ диоды и транзисторы, табл.3 [6].

Табл. 3. Основные эффекты в низкочастотной и СВЧ элементной базе при воздействии УКДИ фактора.

Класс прибора	Тип прибора	Порог по Е-полю, кВ/см	Характер эффекта
Компоненты СВЧ РЭА	Диоды Транзисторы	0.1-3 1-5	<ul style="list-style-type: none"> • Пробой р-п перехода, • Дефект поверхности ПП кристалла в контактной зоне • Электрический пробой, частичное расплавление металлизации • Расплавление металлизации
Функциональные узлы СВЧ РЭА	Усилители Генераторы	4 2.5-4.1	<ul style="list-style-type: none"> • Нарушение работы, искажение импульса • Пробой входной секции усилителя • Повреждение ПП компонентов
Управляемые СВЧ элементы	Ферритовые устройства: • фазовращатели • переключатели • элементы источников питания	10 10 2.5-6	<ul style="list-style-type: none"> • Устойчивое отклонение контролируемых параметров • Пробой кристалла ИС
Компоненты НЧ и ВЧ РЭА	<ul style="list-style-type: none"> • TTL ИС • МОП ИС • Биполярные аналоговые ИС 		<ul style="list-style-type: none"> • Электрический пробой • Точечный пробой р-п перехода с частичным повреждением перехода • Пробой р-п перехода с полным повреждением перехода • Расплавление и выгорание металлизации • Электрический пробой, образование зарядовых слоев с последующей релаксацией • Частичное разрушение образца в контактной области, образование стабильных зарядовых слоев • Расплавление и выгорание металлизации • Электрический пробой. Частичное расплавление и выгорание металлизации • Точечный пробой диэлектрика межслойной изоляции. • Пробой и разрушение межслойной изоляции. Испарение пленочного резистора

Динамика ПУТ в условиях воздействий мощных сигналов СВЧ/ЭМИ УКДИ связана с одновременным проявлением нескольких нелинейных эффектов, приводящих к искажению сигналов. Основными из них являются [8,9]:

- нелинейные искажения усиливаемого сигнала ЛБВ в режиме превышения по Р_{вх};
- искажения исходного спектра сигналов УКДИ в элементах пассивной и активной фильтрации (волноведущем тракте, антеннах, защитном устройстве (ЗУ) с резонаторами, полосовых фильтрах, элементах согласования тракта и др.);
- искажения при ограничении мощности в пороговом ЗУ;
- искажения СШП сигналов, связанных с неравномерной по диапазону АЧХ элементов ПУТ;
- искажение сигнала в условиях неидеального согласования элементов ПУТ, приводящих к появлению отражений и, соответственно, изменению структуры сигналов УКДИ;
- нелинейные искажения СШП сигнала, обусловленные взаимодействием в активном элементе ПУТ различных спектральных групп сигнала.

Сравнительные исследования аппаратурных откликов ПУТ на воздействие узкополосного и сверхширокополосного сигналов показали, что их характер был примерно одинаков. Поскольку элементы ПУТ обладают полосовыми свойствами, их реакция характеризовалась значительным увеличением длительности сигнала-отклика и представляла типичную переходную характеристику соответствующего устройства. В то же время, такие сложные активные элементы, как многокаскадные твердотельные МШУ или усилители на ЛБВ, имели сигналы-отклики, напоминающие по временным и спектральным представлениям стохастический процесс.

Различие в количественных характеристиках отклика сложной системы заметно проявлялось в экспериментах с комбинированным ВВФ, включающим узко- и СШП сигналы. Несмотря на то, что для обоих этих факторов нелинейные режимы усилителя приводили к качественно одинаковому результату- увеличению длительности откликов, точные значения длительностей их откликов различались в 3 - 4 раза.

IV. Заключение

Учитывая малые уровни сбоев и сравнивая энергетические характеристики УКДИ фактора и отмеченных выше порогов релаксационных процессов, можно сделать заключение об очень высокой степени помехообразующего действия и потенциальной опасности УКДИ сигналов для широкой номенклатуры современной РЭА, особенно для чувствительных цепей средств связи, систем приема и обработки радиосигналов. Мероприятия по защите электронных устройств от УКДИ воздействий, а также по уменьшению помехообразующих воздействий их потенциальных источников должны включать комплексные действия нормативного, технологического и схемотехнического характера.

Полученные результаты могут быть непосредственно применены:

- для определения степени электромагнитной стойкости и надежности систем по результатам натурных испытаний и количественной оценки реакции объекта;
- для оценки адекватности функционирования объекта в условиях сложной ЭМО, включающей излучения УКДИ;
- для разработки модельных численных методов испытаний, используемых для оптимизации архитектуры РЭА.

V. Список литературы

1. J. Benford, J. Swegle, High-Power Microwaves. Artech House, Norwood, MA, 1991, 412 p.
2. K.S.H. Lee, EMP Interaction: Principles, Techniques and Reference Data. Hemisphere Publishing Corp., 1986.
3. D.S. Wunsch, R.R. Bell. Determination of Threshold Failure Levels of Semiconductor Diodes and Transistors Due to Pulsed Voltages. IEEE Trans. on Nucl. Sci. 1968. vol. NS-15. N6, p.244-256.
4. R.J. Antinone. How to Prevent Circuit Zapping. IEEE Spectrum, 1987, vol. 24, No. 1, p.34-38.
5. И.И.Магда, С.П. Блудов, Н.П.Гадецкий и др. Исследования деградиционных эффектов ИЭТ при воздействии импульсных ЭМ полей, III Межд. Крымская конф. "СВЧ техника и спутниковый прием", Севастополь, 1993, т.5, стр. 523-526.
6. С.П. Блудов, Н.П.Гадецкий, К.А. Кравцов и др., Генерация мощного импульсного СВЧ излучения и его воздействие на электронные приборы, Физика плазмы, 1994, т.20, № 7,8, стр. 643-647.
7. И.И.Магда, С.П. Блудов, Н.П.Гадецкий и др. Разработка мощных импульсных СВЧ генераторов на основе РЭП. III Межд. Крымская конф. "СВЧ техника и спутниковый прием", Севастополь, 1993, т.5, стр. 527-530.
8. Н.П.Гадецкий, К.А. Кравцов, И.И.Магда и др., Взаимодействие мощного СВЧ излучения УКДИ с приемно-усилительным трактом СВЧ диапазона, IV Межд. Крымская конф. "СВЧ техника и спутниковый прием", Севастополь, 1994, т.2, стр. 536-538.
9. Н.П.Гадецкий, К.А. Кравцов, И.И.Магда и др., Взаимодействие мощного СШП излучения УКДИ с приемно-усилительным трактом СВЧ диапазона, IV Межд. Крымская конф. "СВЧ техника и спутниковый прием", Севастополь, 1994, т.2, стр. 533-535.

STUDIES ON INTERFERENCE OF ELECTROMAGNETIC RADIATION OF ULTRASHORT DURATION PULSE ON UHF ELECTRONIC DEVICES

Chumakov V.I., Gadetsky N.P., Kravtsov K.A., Magda I.I., Prokopenko Yu.V., Skachek G.V.

NSC "Kharkov Institute of Physics and Technology"

1 Akademicheskaya St., Kharkov-310108, Ukraine

fax 0572 352624

Novikov V.E., Tkach Yu.V.

Institute of Electromagnetic Researches, P.O.Box 10857, Kharkov-310022, Ukraine

fax 0572 435952

Experimental and theoretical studies deal with problems of the electromagnetic radiation of ultrashort duration pulse generation, metrology and interaction with radio-electronic equipment. A new adaptive concept for testing and for an adequate description of complex object dynamic response on external electromagnetic influence is proposed. The interactions of fields USDP sources with the arbitrarily narrow and ultrawideband spectrum of radiation with the complex electric structures, in particular, the processes of nondestructive character have been observed. On the example of response of typical microwave receive/amplifier sections, high capability to upset system operation is shown, even in conditions when its levels are considerably less than the level of degradation effects, formed in the microstructures of an object.

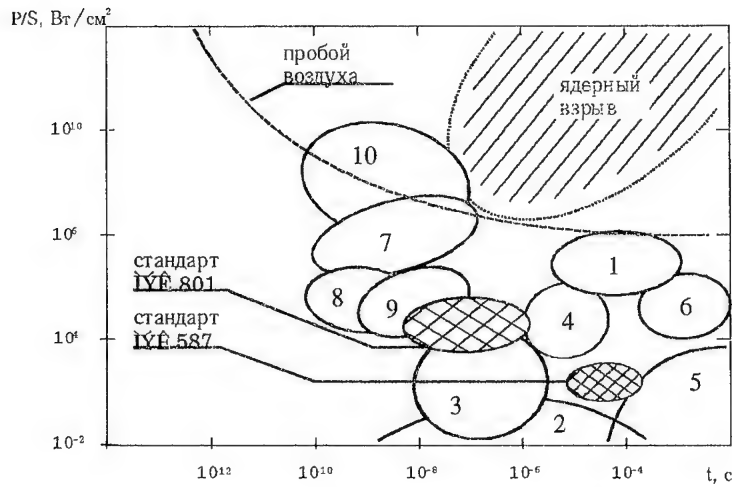


Рис.1. Критические потоки мощности современной ЭМО: 1 - 6 - традиционные источники, 7 - 10 - УКДИ источники. 1 - молния, 2 - АМ/ЧМ радиосвязь, 3 - коммутаторы традиционной электроники, 4 - высоковольтные модуляторы и серийные радары, 5,6 - короткое замыкание в контактной цепи и высоковольтном оборудовании, 7 - модуляторы специального экспериментального оборудования, 8 - компоненты современной вычислительной техники, 9 - СШП УКДИ радары, 10 - мощные микроволновые генераторы.

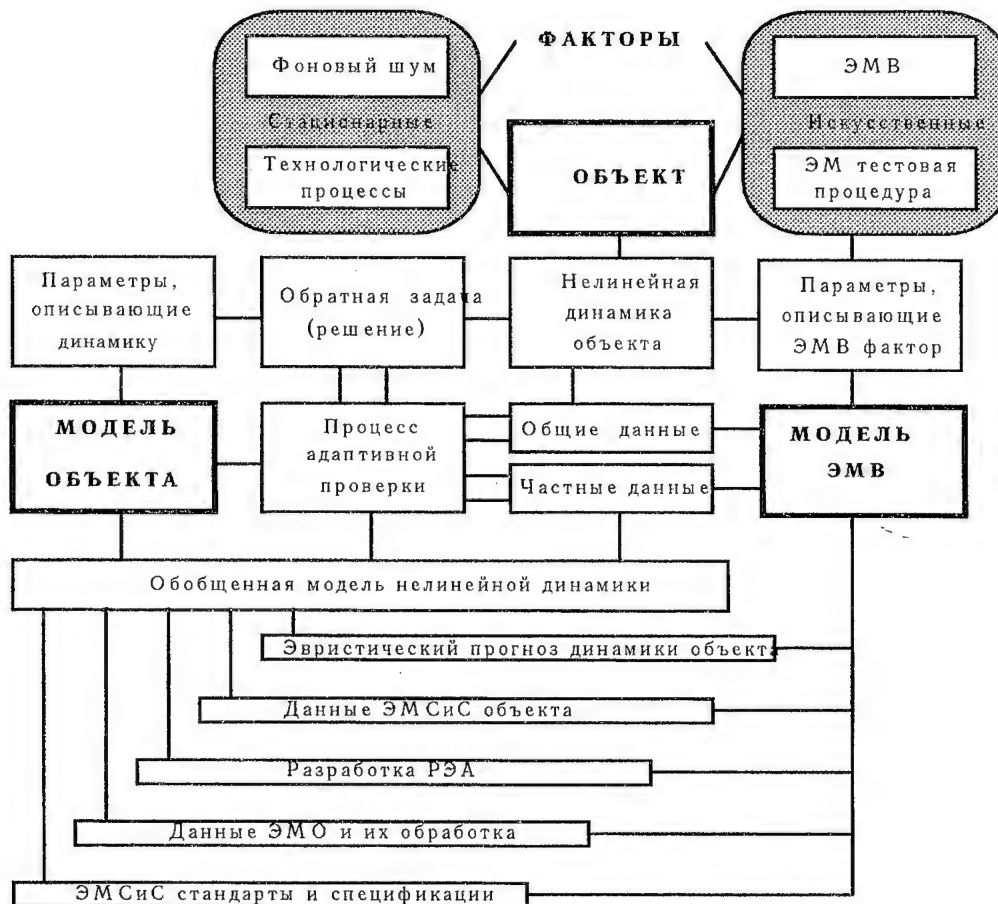


Рис. 2. Схема применения адаптивного тестирования сложного радиоэлектронного оборудования.

**СТРУКТУРА КОМПЛЕКСА ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ
ЭЛЕКТРОННО-ЛИТОГРАФИЧЕСКИМ ПРОЦЕССОМ И СОВРЕМЕННЫЕ
КОНЦЕПЦИИ ИХ РЕШЕНИЯ.**

Мержвинский А.А., Институт кибернетики им. В.М.Глушкова, г. Киев
Осинский В.И. , Институт кибернетики им. В.М.Глушкова, г. Киев
Коржинский Ф.И., АО НПП "Сатурн" , г. Киев

Аннотация

Разработаны граф-схема комплекса задач, решаемых при электронно-лучевой генерации рисунка, методы их решения, ориентированные, в частности, на применение мощных универсальных вычислительных средств и, как альтернатива, - специализированных вычислительных средств. Приводятся алгоритмы, моделирующие процесс решения наиболее трудоемких задач управления, критерии оценки выходного продукта и экспериментальные данные, связанные с экспонированием и изготовлением субмикронных структур.

1. Введение

Важнейшим достижением технологии производства интегральных микросхем СВЧ устройств является достижение субмикронных (и ниже) технологических норм. Развитие производства интегральных микросхем (ИМС) в значительной степени определялось развитием систем проектирования и снижением топологических норм технологии их изготовления. Именно указанные факторы определяют количество выпускаемых типов и параметры ИМС. Прогресс технологии создания и производства ИМС в течение всех лет ее существования в первую очередь связан с технологией генерации рисунков, методы которой определяют и производительность САПР и сроки подготовки производства и минимальные значения топологических норм. На протяжении всей истории развития производства интегральных схем топологические нормы изготавливаемых ИМС - один из основных факторов обеспечения их конкурентоспособности. Исторически параллельно развивались методы генерации рисунка основанные на использовании для сканирования как фотонного так и электронного пучка. Принципиальное преимущество метода генерации с помощью электронного пучка - отсутствие ограничений на минимальное сечение луча пятна в области нанометровых размеров, в то время как фотонный луч в области обычно используемого видимого спектра имеет определенные ограничения уже при микронных размерах. Практические же характеристики выпускавшихся электронно-лучевых систем генерации рисунка не только обеспечивали меньшие размеры элементов рисунка, но и большую скорость отклонения луча и соответственно скорость генерации рисунка.

Создание таких сложных систем с учетом перспективных технологических процессов даже при наличии прототипа немислимо на конкретном уровне. Решение сложных проблем возможно при структуризации знаний, выделении некоторых абстракций и декомпозиции сложных объектов в некоторую иерархическую структуру, с которой можно было бы работать. Однако в известных публикациях обычно приводятся общие параметры генератора рисунка, характеристики программного и аппаратного обеспечения, которые однако не раскрывают структуры взаимосвязей системы с технологическим процессом, что затрудняет использование современных методов объектно-ориентированного проектирования при разработке и модернизации таких систем.

В данной статье приводится разработанная авторами структура комплекса задач управления, представляющая абстрактную модель технологической системы, в которой в одной подсистеме представлены как оборудование, так и реализуемые на нем соответствующие технологические процессы. В ней использован задачный подход и на наш взгляд воплощены результаты не только теории формирования скрытого изображения и построения оборудования экспонирования, но и основные вопросы технологии изготовления ИМС в целом.

2. Концепции и методы решения задач управления.

Структура комплекса функциональных задач управления при экспонировании пластин и их взаимосвязь с основными операциями, выполняющимися при изготовлении структурного слоя ИМС может быть представлена в виде направленного графа (рис.1), в котором вершины отражают процессы обработки данных либо обработки материальных объектов, а дуги - входные и выходные объекты.

Основные источники и типы данных, поступающие на вход системы экспонирования следующие: от САПР топологии: $L(r)$ - двумерное описание топологии ИМС, обычно на языке высокого уровня, например "SOURCE", ПП - план пластины (схема размещения чипов, наличие меток идентификации и др.) R_{mc} , F_{mc} - координаты меток совмещения пластины и чипа.

От САПР технологии: F_{msp} , F_{msk} - описание формы меток совмещения пластины и кристаллов; ДТРП - данные технологических режимов экспонирования пластины (плотность тока, время облучения, точность аппроксимации контуров рисунка, стыковки полей, параметры функции близости).

От АСУ ТП: ДКР - данные коррекции режимов экспонирования, формируемые в результате измерения параметров неэкспонированной пластины, например, толщины резиста; б) в результате измерения параметров маски резиста и формируемого структурного слоя; в) в результате моделирования процесса изготовления структуры с учетом реальных параметров ранее изготовленных слоев ИМС; ЭД - экспериментальные данные измерения тестовых структур, изготовленных с целью определения параметров и режимов процесса (например, чувствительности резиста, величины припусков); КК - критерии качества, (например, максимальная точность: максимальная пороизводительность); ДТРП - данные технологических режимов экспонирования пластины (величина ускоряющего напряжения, масштаб, точность аппроксимации контуров, способ обработки отдельных элементов рисунка и др.).

Высокоточное управление формированием изображения невозможно без привлечения математических моделей системы, учитывающих тонкие механизмы взаимодействия всех компонент технологической. Их машинные реализации и оборудование также могут ассоциироваться с узлами структуры на рис. 1, функции которых состоят в следующем:

1) Формирование данных облучения меток совмещения. На основании данных о координатах метки совмещения R_{mc} в соответствии с формой метки совмещения F_{mc} формируются теоретические данные управления форматом и сканированием луча. Кроме того, формируется массив данных $\{U_{mc.f}\}$, определяющий форму знака совмещения с целью использования его для вычисления функции корреляции при формировании измеренных значений координат метки совмещения.

2) На основании данных о текущих координатах подвижного стола $R_{c.f}$ и $G_{c.f}$, измеренных и расчетных координат меток совмещения и с учетом нелинейности и взаимовлияния каналов отклонения, теоретических данных управления лучом формируются машинные значения величин сигналов управления лучом $\{U_{ml}\}$.

Формирование величин отклонений оси пучка с одной стороны определяется топологией конкретного экспонируемого рисунка и координатами меток совмещения, а с другой стороны - рассогласованием координат требуемого и текущего положения стола и пластины, которое в случае экспонирования "на лету" может иметь значения, соизмеримые с радиусом отклонения пучка быстрой системой отклонения. Чтобы не вводить дополнительную задержку в процесс экспонирования для высокопроизводительных систем время вычисления прогнозирования текущего положения экспонируемой области и величины коррекции отклонения по координатам X и Y должно совпадать с временем считывания данных отклонения из памяти. Решения этой задачи может производиться с помощью специализированной схемы на базе микропроцессора.

3) Формирование данных топологии с учетом технологического процесса изготовления структурного слоя. На основании данных о топологии рисунка $L(R)$, данных о топологических режимах обработки пластин, критериев качества процесса

(например, максимальная точность, максимальная производительность) формируется массив данных, определяющий исходное электронное изображение.

При этом должны быть решены две задачи: преобразование из данных в форматах САПР в форматы, воспринимаемые системой экспонирования и коррекция этих данных с учетом конкретных режимов технологического процесса. Основные пути решения задачи: использование высокопроизводительных ЭВМ или для ИМС высокой степени интеграции множества процессоров, объединенных в сеть либо специализированного процессора ориентированного на решение подобного класса задач [1].

4) Коррекция данных топологии с учетом экспериментальных данных обработки тестовых структур (величина припусков, термостойкость резиста при облучении, чувствительность, параметры функции рассеяния электронов).

5) Координация процессов. В соответствии с заданиями АСУ верхнего уровня или заданиями оператора осуществляет координацию задач управления.

6) **Формирование сигналов управления ЭОС.** Преобразование машинных значений "уставок" сигналов, подводимых к элементам ЭОС, в множество аналоговых сигналов $\{U_i\}$ с учетом данных управления параметрами луча и дозой экспонирования. Этими сигналами также являются сигналы положения оси пучка, сигналы формата зонда, сигналы значения плотности тока и длительности вспышки.

Наши исследования показывают что высокоскоростное управления потенциалами электродов электронно-оптической системы при значениях потенциалов более 10 В энергетически невыгодно вследствие потерь энергии на излучение либо в согласующих резисторах. Целесообразно применять низковольтные либо волоконно-оптические линии передачи с электронными цепями преобразования сигналов, интегрированными с электродами электронно-оптической системы.

7) **Формирование электрических и магнитных полей ЭОС, эмиссия, транспортировка и фокусировка электронного потока.** При этом могут возникать возмущающие воздействия (например, накопление зарядов), искажающие структуру поля и параметры пучка. Некоторые из них могут быть учтены в модели управления соответствующими параметрами. Например, накопление зарядов может быть скомпенсировано коррекцией величины отклонения или экспонирующего воздействия, которое характеризуется дозой экспонирования (в Кл/см²) и энергией электронов U_0 .

8) **Измерение параметров прямого потока электронов.** Производится в процессе отладки, ручной и автоматической юстировки с целью формирования значений уставок сигналов управления.

9) **Формирование уставок.** В соответствии с разработанными математическими моделями процесса формирования зонда, описывающими зависимость параметров зонда от значений сигналов на электродах ЭОС, в результате юстировки вычисляются значения постоянных составляющих сигналов управления $\{U_0\}$.

10) **Облучение.** Воздействие на пластину, положение которой характеризуется координатами $R_{п.ф}$ и углом поворота $G_{п.ф}$ (в системе координат, связанной со станиной), электронного потока, характеризуемого функцией дозы экспонирования $Q(R, \theta)$ (в системе координат, связанной с полем отклонения). Выходным продуктом является концентрация радиационно-химических превращений $C(R, \theta)$, где R, θ - система координат, связанная с обрабатываемой пластиной. Особенностью операции является отсутствие прямых неразрушающих методов контроля операции. При облучении меток совмещения сигнал характеризует положение меток совмещения в системе координат, связанной с областью отклонения.

11) **Измерения параметров обратного потока электронов.** Отраженные от объекта электроны с помощью детекторов преобразуются в некоторое множество электрических сигналов $\{J\}$. При преобразовании с целью повышения соотношения сигнал/шум осуществляется оптимальная **фильтрация сигнала**. Далее при определении координат метки совмещения вычисляется функция корреляции действительного и эталонного сигналов знаков совмещения.

12) Формирование значений координат меток совмещения. В соответствии с заданными алгоритмами обработки формируются машинные значения обрабатываемых величин, в частности, измеренных значений координат меток совмещения {Римс}.

13) Подготовка пластины, нанесение резиста. Результат операции характеризуется толщиной и распределением молекулярных весов молекул резиста (W - исходная пластина, P - резист, $W_{нз}$ - неэкспонированная пластина, покрытая резистом).

14) Грубое совмещение. Пластина устанавливается в объектодержатель с линейной погрешностью ΔR_p и угловой погрешностью ΔG .

15) Загрузка пластины. Пластина с объектодержателем устанавливается на координатном столе.

16) Перемещение пластины. Пластина с объектодержателем перемещается таким образом, чтобы обрабатываемая область находилась в рабочем поле электронно-оптической системы.

17) Подготовка данных управления столом. В соответствии с планом расположения обрабатываемых областей (чипов, рабочих полей, меток совмещения) формируется множество значений предписанных позиций стола и параметров движения (скорость позиционирования, время успокоения).

18) Формирование сигналов управления столом.

19) Измерение и формирование машинных значений координат стола.

20) Проявление и другие заключительные операции, в результате которых из экспонируемой пленки резиста образуется маска $M(R)$.

21) Измерение геометрических размеров топологических элементов маски, формирование значений разности между действительными и расчетными положениями контура проявляемых областей рисунка, формирование пороговой дозы экспонирования в соответствии с результатами проявления тестовых элементов $L_{тэ}(R)$ и данными экспонирования отдельных областей тестовых элементов $Q_{тэ}(R)$.

22) Формирование структурного слоя. В результате топологических воздействий формируется реальная структура $L_r(R)$.

23) Измерение отклонения структуры $L_r(R)$ формируемого слоя и формирование значений отклонения параметров структуры.

4. Практические результаты

В АО НПП "Сатурн" на технологическом комплексе, включающем систему электронно-лучевого экспонирования ZBA-21, получены транзисторные структуры с размерами затворов 0,3 мкм. Имеющееся сегодня программное обеспечение позволяет экспонировать и формировать структуры с указанными минимальными размерами для рисунков, которые могут быть синтезированы из прямоугольников, треугольников линий и окружностей.

4. Заключение.

При уменьшении размеров изготавливаемых ИМС резко усложняются модели управления. Учет тонких механизмов взаимодействия обрабатываемого объекта и различных компонент технологического процесса возможен при решении задач управления с помощью современных компьютеров с высоким быстродействием, достаточным объемом памяти а также высокоскоростных специализированных процессоров и линий передачи данных, основанных на ВОЛС, интегрируемых с электронно-оптической системой формирования пучка. Решение такой задачи требует разработки новой элементной базы и применения современных методов проектирования. Предложенный в статье *задачный* подход к представлению сущности технологических процессов в систем электронно-лучевого экспонирования позволяет его структурировать на технологические подсистемы с четко определенными входными и выходными объектами. На его основе разработан комплекс задач управления абстрактным технологическим процессом электронно-лучевой литографии, который может являться исходной моделью при разработке исходных требований к разработке нового или модернизации существующего парка систем электронно-лучевого экспонирования на основе на устаревшей ЭВМ Электроника 125.

1. Высокопроизводительный специализированный процессор для решения системы линейных алгебраических уравнений с треплицевыми матрицами. А.П.Головатый, В.П.Деркач, А.А.Мержвинский, В.И.Панчук//УСиМ.-1991.-N4, с. 29-36

МАТЕРИАЛЫ И ТЕХНОЛОГИЯ РЕАЛИЗАЦИИ АКУСТООПТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

В.В.Данилов

Донецкий НИИ комплексной автоматизации

Аннотация - Предложена структурная схема акустооптического устройства, где как базовый элемент выделяется акустооптическая ячейка (АОЯ), показано значение выбора материалов светозвукопровода (СЗП) и электроакустического преобразователя (ЭАП) для обеспечения ее высокой эффективности. Приведен перечень перспективных материалов и технологический процесс создания АОЯ на их основе.

I. Введение

Акустооптические устройства управления лазерным лучом применяются как элементы адресации и прерывания информационного потока в оптических запоминающих устройствах, вычислительных средствах обработки радиосигналов, системах построения изображений и т.д. [1,2]. Однако, отечественная промышленность не выпускает акустооптических устройств из-за отсутствия соответствующих технологий. Физические основы построения акустооптических устройств для оптической обработки информации изложены В.В. Клудзиным в [2].

II. Материалы светозвукопровода и электроакустического преобразователя

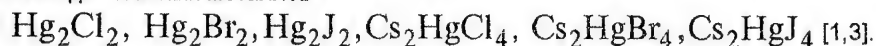
Независимо от функционального назначения любого акустооптического устройства его базовым элементом является акустооптическая ячейка, в составе которой можно выделить узлы электроакустического преобразователя, акустооптического (АО) взаимодействия и поглощения акустической энергии (см. рисунок). Неотъемлемыми частями ячейки являются модули возбуждения ЭАП и обеспечения эксплуатационной стабильности. Эффективность преобразования АОЯ энергии управляющего радиосигнала в дифрагированную световую волну определяется соотношением вида:

$$K_d = I_1/I_0 = \left[\pi^2 P_0 L M_2 / \left(2\lambda^2 \cos^2 \theta H \right) \right],$$

где I_1, I_0 - интенсивности дифрагированного и падающего на светозвукопровод лазерного излучения, λ - длина волны лазерного излучения, θ - угол падения лазерного пучка на светозвукопровод, $M_2 = \left(n^6 p_{mn}^2 / \rho V^3 \right)$ - акустооптическая добротность светозвукопровода, $P_0 = k P_{RS}$ - мощность акустической волны, распространяющейся в СЗП, L, H - длина и ширина электроакустического преобразователя, n - показатель преломления среды светозвукопровода, p_{mn} - фотоупругая постоянная в направлении распространения света в СЗП, ρ - плотность среды светозвукопровода, V - скорость распространения акустической волны в СЗП, k - коэффициент преобразования мощности радиосигнала P_{RS} в мощность акустической волны ($k < 1$). Коэффициент является функцией $k = f(k_{em}, k_1)$, где: k_{em} - коэффициент электромеханической связи пьезоэлектрических пластин, применяемых в качестве ЭАП, k_1 - коэффициент передачи связующих слоев, находящихся между ЭАП и торцом СЗП. Угол падения лазерного пучка на СЗП определяется условием существования дифракции. Из приведенного выражения видно, что эффективность АОЯ определяется в основном M_2 (характеристика светозвукопровода) и k (характеристика преобразователя и связующих слоев).

Кроме приведенных соображений в последнее время по мере роста опыта создания АОЯ [3] стали представлять интерес материалы СЗП, в которых можно получить дифракцию с двойным лучепреломлением (анизотропную), так как в этом случае изменяется поляризация дифрагированного луча относительно поляризации падающего. Это позволяет значительно уменьшить уровень фоновой засветки линейки фотодетектора процессора обработки сигналов, что повышает их динамический диапазон [2]. До сих пор считалось, что реализовать такой режим возможно в СЗП на основе LiNbO_3 . Однако конкуренцию этому кристаллу может составить GaP. Несмотря на то, что он оптически изотропен, как было показано специалистами фирмы TRW, при изотропной дифракции на сдвиговых акустических волнах направление поляризации дифрагированной световой волны может в нем изменяться на 90° относительно падающей. Вместе с тем, как было установлено автором, самое сильное АО взаимодействие возникает в этих кристаллах для продольных акустических волн, в очень широком диапазоне их частот (до 8 ГГц), с малыми акустическими потерями.

Другими материалами СЗП, практическая значимость которых признается в настоящий момент, являются галогениды тяжелых металлов



Помимо высоких акустооптических характеристик эти материалы не пьезоэлектрики, поэтому влияние электромагнитного излучения лазера на СЗП из них должно сводиться к минимуму.

Основываясь на приведенных соображениях, удалось синтезировать некоторые монокристаллы для создания СЗП и измерить их основные характеристики, необходимые для моделирования акустооптических устройств, а также изготовить экспериментальные акустооптические ячейки и измерить их эффективность. Данные исследований приведены в таблице. Векторами E, N, V обозначены, соответственно, направления электрического поля лазерного излучения, перемещения и скорости акустической волны, α - затухание акустической волны, ρ - плотность материала СЗП. Измерения проводились на частоте акустической волны 250 МГц и длине волны лазера 0,63 мкм. У всех экспериментальных АОЯ размер внешнего электрода $1 \times 1 \text{ мм}^2$ (единичный), что позволяет адекватно оценить их эффективность $K_d = I_1/I_0$.

Традиционными материалами для создания пьезоэлектрических электроакустических преобразователей в виде пластинчатых (на сдвиговую и продольную акустические волны) являются LiNbO_3 (на частоты до 400 МГц), а на более высоких частотах (до 18 ГГц) - текстурированные пьезополупроводниковые пленки ZnO соответствующих ориентаций в силу хорошо отработанной технологии создания для них связующих слоев и высокого коэффициента электромеханической связи [1,2,3].

III. Технология создания акустооптических ячеек на основе предлагаемых материалов

Технологический процесс создания АОЯ состоит из получения монокристаллов, изготовления светозвукопроводов, изготовления и крепления электроакустического преобразователя.

Технологическое оборудование для роста приведенных монокристаллов, а также подготовительные операции по дополнительной очистке исходных компонентов их, с незначительными доработками, соответствуют описанному в [4].

Рост GaP осуществлялся из газовой фазы, были получены монокристаллы диаметром 12 мм, длиной 18 мм. Из них по технологии обработки твердых кристаллов [5] создавались (ориентировались согласно таблице по необходимым кристаллографическим направлениям, вырезались, шлифовались и полировались) образцы СЗП размером 6 x 12 мм. На них напылялась поликристаллическая пленка ZnO с ориентацией кристаллитов, необходимой для возбуждения сдвиговых или продольных акустических волн [2]. Наносилась пленка на установке магнетронного напыления типа "Катод-1" по технологическим режимам, приведенным в [6], путем распыления ионов и мишени из чистого Zn в атмосфере Zn . Скорость напыления $(2 \dots 5) \times 10^{-2} \text{ мкм/мин}$. Качество пленки и ориентация кристаллитов оценивалась рентгеноструктурным анализом на установке ДРОН-3. Как оказалось, качество пленки сильно влияет на характеристики АОЯ. В частности, существует определенное влияние температуры осаждения пленки, а также местоположения и ориентации подложки в процессе осаждения. Электроды ЭАП изготавливались методом фотолитографии. Изготовленные АОЯ с единичным электродом имели ширину полосы пропускания по уровню - 3 дБ, равную 1,1 ГГц, на центральной частоте - 2,6 ГГц.

В силу определенных физико-технологических трудностей [4] удалось получить только монокристаллы Hg_2Cl_2 методом направленной сублимации из газовой фазы хлорида ртути в диапазоне температур $300 \dots 480^\circ \text{C}$ в вакуумированном контейнере. Для выращивания использовалась двухкамерная вертикальная электропечь. Сублимирующий материал располагался в нижней части контейнера, который поднимался вверх со скоростью 0,015...0,058 см/ч. Были получены кристаллы диаметром до 8 мм и длиной 12...16 мм, ориентированные в направлении $[110]$ и $[001]$. Методами технологии обработки мягких водорастворимых кристаллов [5] были созданы светозвукопроводы размером $5 \times 8 \text{ мм}^2$. Из-за большого показателя преломления на гранях заготовки, проводящих свет, было нанесено просветляющее покрытие методом, описанным в [7]. Наибольшие трудности из-за химической активности материала СЗП вызвал процесс крепления ЭАП, в связи с чем была создана технология осаждения органических пленок, которые использовались в качестве бездефектных промежуточных слоев. Затем методом вакуумной компрессии крепился ЭАП из пластины LiNbO_3 X-среза. Далее поверхности ЭАП и СЗП под давлением взаимно соприкасались, а пластина преобразователя доводилась до необходимой толщины (порядка 30...40 мкм), и на ее поверхность методом фотолитографии наносились электроды.

Монокристаллы Cs_2HgCl_4 и Cs_2HgBr_4 получены в вертикальной двухзонной печи по методу Бриджмена-Стокбаргера [8], технология изготовления СЗП и АОЯ на их основе практически аналогична выше приведенной для Hg_2Cl_2 (некоторое отличие только технологических режимов при сохранении технологического процесса).

IV. Заключение

Приведенные акустооптические материалы, технология их получения и создания на их основе светозвукопроводов, а также, соответственно, акустооптических ячеек, показывает существование лабораторных технологий, которые при соответствующей доработке могут быть внедрены в производство.

Рекомендуемые автором монокристаллы для СЗП и изготовленные акустооптические ячейки использовались в Донецком НИИ комплексной автоматизации при создании процессоров обработки радиосигналов, а также управления лазерным пучком в оптических запоминающих устройствах, для записи информации.

V. Список литературы

- [1] Оптическая обработка информации. Радиоэлектроника (состояние и тенденции развития). 1992, N3, с.57-88.
- [2] Клудзин В.В. Физические основы построения акустооптических устройств. Ленинградский институт авиационного приборостроения. 1980 г.
- [3] Brimrose Corp. of America. Information Materials of 01.91.
- [4] Вильке К.Е. Выращивание кристаллов. - Л. "Недра", 1977.
- [5] Бонд В.Л. Технология кристаллов. - Пер. с англ. -М.: Недра, 1980.
- [6] Шермергор Г.Д., Стрельцова Н.И. Пленочные пьезоэлектрики. -М. Радио и связь, 1986.
- [7] Справочник технолога-оптика. Л.Я. Бабич, В.А. Вайденбах, И.И. Духонец и др. /Под ред. С.М. Кузнецова. -Л.: Машиностроение, 1983.
- [8] Некоторые физико-химические свойства монокристаллов системы $A^I B^{II} C^{VII}$. В.В. Данилов, А.В. Богданова, В.Г. Шульга. Физическая электроника. Республ. научно-технический сб. Изд-во Львовского университета, 1981, N23, с.64-68.

MATERIALS AND TECHNOLOGY FOR ACOUSTOOPTICAL DEVICES MANUFACTURE

Danilov V.V.

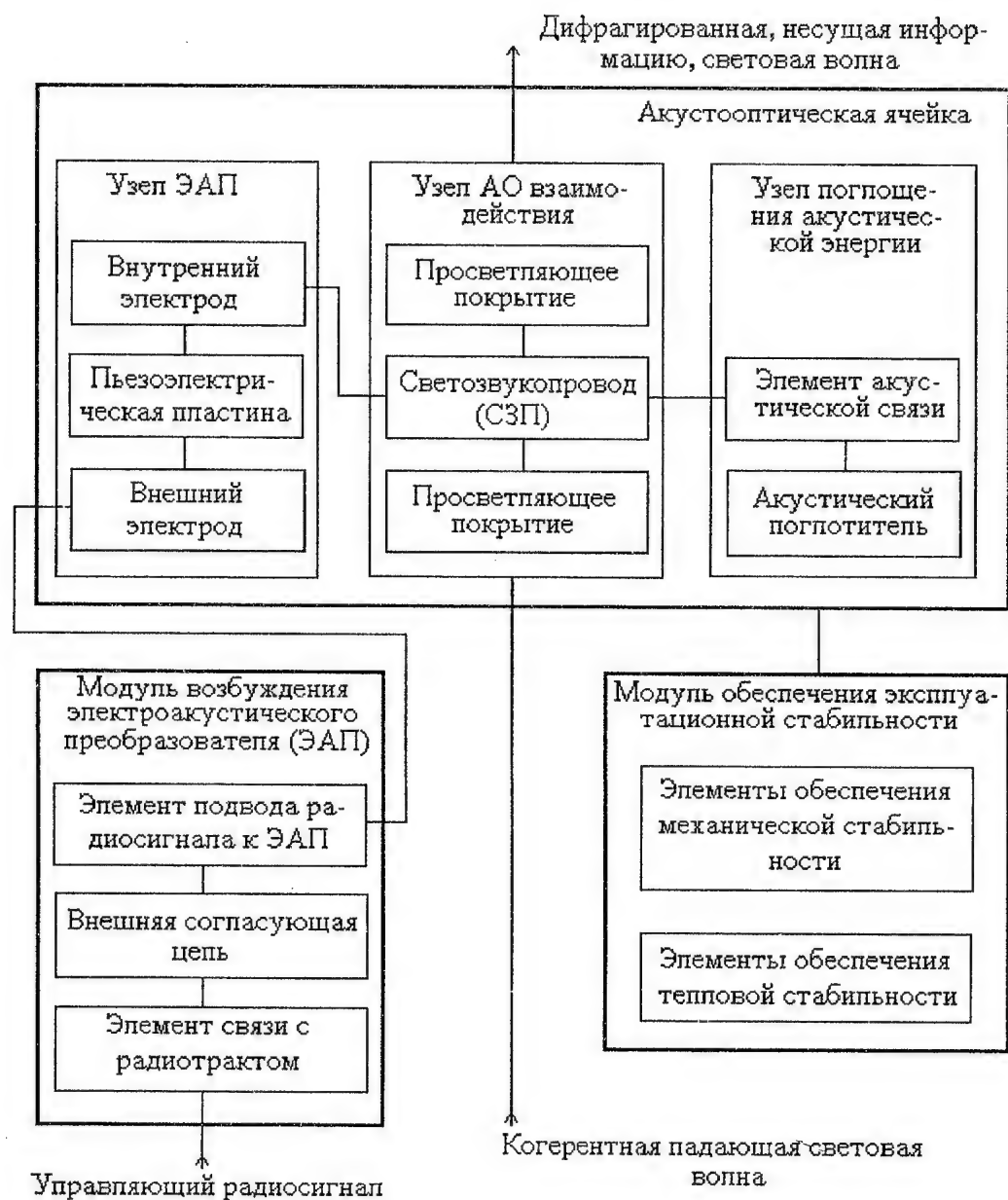
Research Institute of Complex Automation

2 Batisheva St., Donetsk-340004, Ukraine, tel. 380 (0622) 58-80-20

On the base of the suggested flow chart of acoustooptical device, acoustooptical cell (AOC) is distinguished as the basic element which contains acoustooptical substrate (AOS) and electroacoustical transducer (EAT). The review of the modern materials which are used for AOC producing has been held, and the outlook for application of galogenids of some metals for AOS manufacturing has been described. The technological process and flow charts of the necessary special technological equipment for perspective materials and AOS producing have been suggested.

Акустооптические характеристики предлагаемых материалов

Материал СЗП	ρ , $г/см^3$	Оптическая волна		Акустическая волна				M_2 , $\times 10^{-18}$ $с^3/г$	K_d , $\times 10^{-3}$ $\%/мВм$
		n	E	N	V	V , $\times 10^5$ $см/с$	α , $дБ/μс$		
GaP	4,13	3,31	\perp	[110]	[110]	6,32	0,07	44,5	54,7
Hg ₂ Cl ₂		$n_a = 1,94$	[001]		[100]	4,13	0,006	22,2	29,4
		$n_b = 1,93$			[110]	0,35	1,8	678	178
		$n_c = 2,62$							
Cs ₂ HgCl ₄	4,02	$n_a = 1,67$	[010]	[001]	[001]	1,91	0,8	30	38
		$n_b = 1,65$	[100]	[001]	[001]	1,91	1,0	25	
		$n_c = 1,65$	[001]	[010]	[010]	1,94	1,0	21	
Cs ₂ HgBr ₄	4,68	$n_a = 1,77$	[100]	[010]	[010]	1,75	0,67	46	52
		$n_b = 1,76$	[010]	[001]	[001]	1,77	0,67	33	
		$n_c = 1,76$	[001]	[010]	[010]	1,75	0,8	25	



Структурная схема акустооптического устройства

Применение СВЧ-техники в медицине и промышленности Medical & Industrial Applications

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛАЖНОСТИ ЗЕРНА МИКРОВОЛНОВЫМ МЕТОДОМ

И.В. Брагин, В.П. Сгибнев, С.И. Брагин, В.С. Рабинович, И.А. Желтиков.....459

EXPERIMENTAL RESEARCH OF GRAIN MOISTURE CONTENT
USING MICROWAVE METHOD

I.V. Bragin, V.P. Sgibnev, S.I. Bragin, V.S. Rabinovich, I.A. Zheltikov

ВЛИЯНИЕ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЙ НА ЖИЗНЕСПОСОБНОСТЬ ПОРОД И ГИБРИДОВ ТУТОВОГО ШЕЛКОПРЯДА

В.Г. Шахбазов, Л.М. Чепель, Н.Н. Горобец, В.И. Кийко, Ю.Г. Шкорбатов, В.А. Грабина.....461

INFLUENCE OF MICROWAVE IRRADIATION ON VIABILITY
OF STOCKS AND HYBRIDS OF SILKWORM

V.G. Shakhbazov, L.M. Chepel, N.N. Gorobets, V.I. Kiyko, Yu.G. Shkorbatov, V.A. Grabina

ВЛИЯНИЕ МИКРОВОЛН РАЗЛИЧНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ НА БИОЛОГИЧЕСКИЕ КАЧЕСТВА СЕМЯН

В.Г. Шахбазов, Л.М. Чепель, Н.Н. Горобец, В.И. Кийко,
Л.М. Снопик, Л.Ф. Кучин, В.А. Грабина, Ю.Г. Шкорбатов.....463

INFLUENCE OF THE MICROWAVES OF DIFFERENT POLARIZATION
ON BIOLOGICAL QUALITY OF SEEDS

V.G. Shakhbazov, L.M. Chepel, N.N. Gorobets, V.I. Kiyko,
L.M. Snopik, L.F. Kuchin, V.A. Grabina, Yu.G. Shkorbatov

ВЛИЯНИЕ КВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ СОСТОЯНИЕ ЯДЕР КЛЕТОК ЧЕЛОВЕКА

Ю.Г. Шкорбатов, В.Г. Шахбазов, Н.Н. Григорьева, В.А. Грабина, А.М. Богославский.....466

INFLUENCE OF MICROWAVE IRRADIATION
ON THE ENERGETICAL STATE OF HUMAN CELL NUCLEI

Yu.G. Shkorbatov, V.G. Shakhbazov, N.N. Grigoryeva, V.A. Grabina, A.M. Bogoslavsky

Changes of electrokinetic properties of cell nuclei and the quantity of granules of perimembrane heterochromatin in nuclei of human buccal epithelium cells under the influence of electromagnetic field in vitro, $\lambda=7.1$ mm, with exposition 1-60 seconds, were studied. Irradiation of cells was realized by the means of the apparatus for Extremely High Frequency Therapy "Yav-1". The original methods elaborated at the Department of Genetics and Cytoology of Kharkov State University were employed. It has been shown that irradiation of cells induces the decrease of electric charge of native human buccal epithelium cell nuclei and the increase of chromatin condensation degree in the nuclei. The observed effects depend on irradiation dose and individual peculiarities of donors.

МИКРОВОЛНОВОЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ РАС- ПЛАВЛЕННОГО МЕТАЛЛА. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

И.В. Брагин, В.П. Сгибнев, С.И. Брагин, И.А. Желтиков,
Ю.Б. Брагина, В.Ф. Михайлов, А.Т. Алексеев.....469

MICROWAVE RADIOMETRIC METHOD OF MEASUREMENT
OF A MELTED METAL TEMPERATURE.
RESULTS OF EXPERIMENTAL RESEARCHES

I.V. Bragin, V.P. Sgibnev, S.I. Bragin, I.A. Zheltikov, Yu.B. Bragina, V.F. Mikhailov, A.T. Alekseev

ТОЧНЫЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МАЛЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ НАНОСЕКУНДНЫЕ ИМПУЛЬСЫ

И.В. Брагин, А.А. Морозов, С.И. Брагин, В.П. Сгибнев, В.Ф. Михайлов.....472

PRECISE RADIOLOCATIONAL METER OF SMALL DISTANCES
WITH NANOSECOND PULSES USING

I.V. Bragin, A.A. Morozov, S.I. Bragin, V.P. Sgibnev, V.F. Mikhailov

ПЛОСКИЕ СИСТЕМЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН ДЛЯ НАГРЕВА ДИЭЛЕКТРИКОВ К.П. Яцук, Р.Р. Швелидзе.....	476
PLANAR SYSTEMS OF SURFACE WAVES FOR DIELECTRIC HEATING K.P. Yatsuk, R.R. Shvelidze	

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА СФОКУСИРОВАННОЙ АПЕРТУРЫ ДЛЯ СВЧ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК Г.А. Морозов, О.В. Потапова, Ю.Е. Седельников.....	478
USE OF THE FOCUSED METHOD OF APERTURE FOR MICROWAVES-TECHNOLGICAL INSTALLATIONS G.A. Morozov, O.V. Potapova, Yu.E. Sedelnikov	

To the present time the technological microwave installations are created and widely used in the industry. During development of microwave processing media there is a problem of electromagnetic fields excitation in the working chambers of installations to ensure the given intensity of these fields on volume of a chamber and inside the treated material. The calculations show the increasing of significant field intensity on a certain depth of method of a focused aperture in comparison of with unfazed excitation of radiators, as well as the exsistence of optimum amplitude distribution, ensuring the maximum intensity of field on the given depth.

СИНТЕЗ МНОГОЗОНДОВЫХ РАДИОВОЛНОВЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН С ПОВЫШЕННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ А.С. Совлуков.....	483
MULTIPROBE MICROWAVE SENSORS DESIGN FOR MEASUREMENTS OF NONELECTRICAL QUANTITIES WITH IMPROVED SENSIVITY A.S. Sovlukov	

ОПТИЧЕСКИЙ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ДАТЧИК ДЛЯ ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЯ ВЫБРОСОВ ПЫЛИ ПРОМЫШЛЕННЫМИ ПРЕДПРИЯТИЯМИ В.В. Евдокимов, И.Ф. Демьянков.....	485
OPTICAL HIGH-SPEED SENSOR FOR ROUTINE MONITORING OF DUST DISCHARGED BY INDUSTRIAL ENTERPRISES V.V. Evdokimov, I.F. Demjankov	

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛАЖНОСТИ ЗЕРНА МИКРОВОЛНОВЫМ МЕТОДОМ

Брагин И.В., Брагин С.И., Сгибнев В.П., Рабинович В.С., Желтиков И.А.
Особое Конструкторское Бюро МЭИ, г.Москва 111250 Красноказарменная 14
факс: (095)3625576, тел.: (095)2734001

В.Ф.Михайлов

Гос. Академия Аэрокосмического Приборостроения, С.Петербург 190000, Морская, 67
факс: (812)3157778, тел.: (812)2107036

Аннотация - Изложены результаты конверсии спутниковых технологий, использование бортовых датчиков КБВ и бортовых антенн для измерения влажности зерна. Приведены результаты экспериментальных исследований по измерению влажности зерна в потоке в микроволновом диапазоне длин волн. Получены функциональные зависимости ослабления микроволнового сигнала от влажности, температуры и сорта зерна.

I. Введение

В настоящий момент одной из актуальных задач мукомольного производства является оперативное измерение влажности зерна, движущегося в потоке, что определяет качество муки, а следовательно, качество изделий, изготовленных из него. Исследования проводились на Московском комбинате Хлебопродуктов.

II. Основная часть

Некоторый объем зерна помещался в секцию стандартного волновода между двумя радиопрозрачными пластинами. Измерялось затухание сигнала, проходящего через зерно. При этом варьировались влажность зерна, температура, сорт зерна (плотность). Для этого же образца зерна измерялась влажность традиционным методом по ГОСТ 3040-55.

На рис.1 приведена функциональная схема установки для определения ослабления микроволнового сигнала. На рис.2 показана конструкция измерительной секции. Измерения проводились в s-диапазоне на частоте 11 ГГц. Возможный динамический диапазон измерения затухания составил 0÷30 дБ. При этом погрешность измерения затухания не превышала 0,1 дБ. Исследовался диапазон влажности 13,5÷15,5% и диапазон температур 4÷39°C. Результаты исследований в виде экспериментальных зависимостей затухания микроволнового сигнала от влажности, температуры и сорта зерна приведены на рис.3, 4, 5 для различного времени выдержки зерна после его увлажнения. Там же приведены функциональные зависимости, аппроксимирующие полученные экспериментальные данные.

Анализ экспериментальных зависимостей показал, что затухание практически не зависит от природы (плотности) зерна. Поэтому задача свелась к нахождению функциональной зависимости влажности зерна от измеренного затухания и температуры. При рассмотрении серий кривых было решено задать эту функцию произведением двух, каждая из которых зависит от одного параметра:

$$I(p,t) = X(p) * Y(t), \text{ где } I - \text{влажность, } p - \text{затухание, } t - \text{температура.}$$

Оказалось, что функции $X(p)$ и $Y(t)$ с достаточной точностью можно аппроксимировать полиномами 2-3 степени. Для зависимости влажности от затухания получена аппроксимирующая функция в виде полинома второй степени:

$$X(P) = -0.12686 * p^2 + 4.1321 * p - 13.846,$$

а для зависимости влажности от температуры - в виде полинома третьей степени:

$$Y(t) = 1.12105 * 10^{-5} * t^3 - 2.7087 * 10^{-4} * t^2 - 2.3945 * 10^{-2} * t + 1.5208.$$

На рис.4. приведена погрешность определения влажности зерна в зависимости от ее величины. Среднеквадратическое отклонение измерения влажности от полученной аппроксимации составляет 0,33 %.

Был проведен анализ чувствительности значений влажности к точности определения затухания и температуры. Показано, что для нахождения влажности зерна с заданной точности 0,5%, необходимо измерять температуру с точностью 0,2 градуса, и затухание с точностью 0,3 дБ. Эти величины определили задание на разработку экспериментального образца установки.

III. Заключение

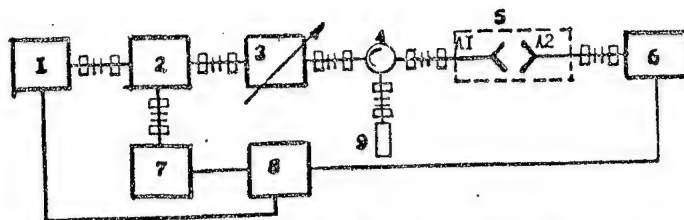
Полученные результаты показывают, что возможно проводить измерения влажности зерна различных сортов микроволновым методом с погрешностью не хуже 0,5% для любого сорта зерна. Для этого надо измерять температуру с точностью 0,2 градуса и затухание с точностью 0,3 дБ. Разрабатывается экспериментальная установка для работы в натуральных условиях.

EXPERIMENTAL RESEARCH OF GRAIN MOISTURE CONTENT USING MICROWAVE METHOD

Bragin I.V., Maslov S.E., Sgibnev V.P., Bragin S.I., Rabinovich V.S., Zheltikov I.A.
SDO of Moscow Power Engineering Institute, 14 Krasnokazarmennaya St., Moscow-111250, Russia
tel. (095) 3625576, fax (095) 2734001
Mikhailov V.F.

Academy of Aerospace Instrumentation, 67 Morskaya St., St.Petersburg-190000, Russia
tel. (812) 2107036, fax (812) 3157778

The results of experimental researches of the grain moisture content in the flow of microwaves have been presented. The functional relations of microwave signal attenuation and moisture, temperature, grain strain have been obtained.



1 — генератор; 2 — направленный ответвитель; 3 — аттенюатор;
4 — циркулятор; 5 — измерительная секция; 6 — детектор отраженного сигнала; 7 — детектор прямого сигнала; 8 — вольтметр.

Рис.1

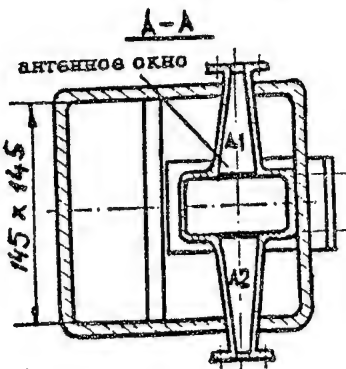
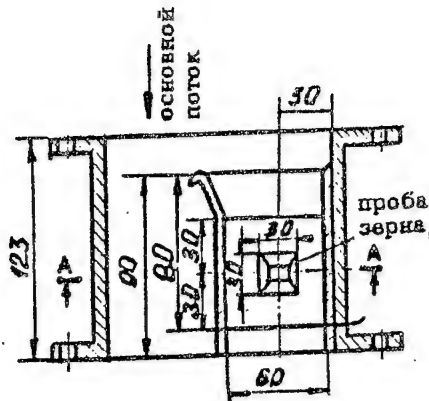


Рис.2



Рис.3

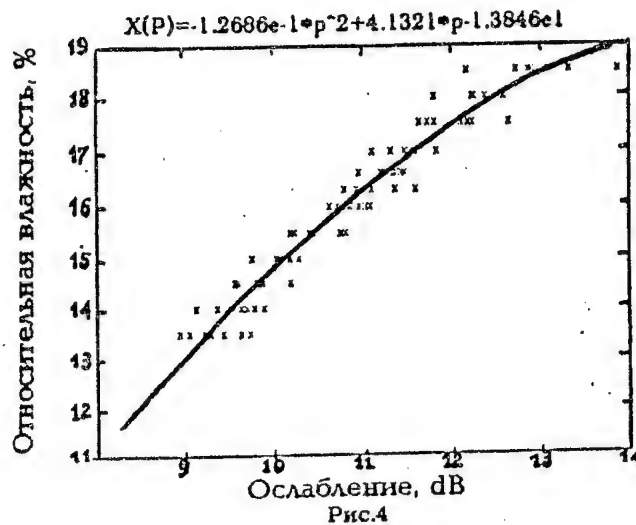


Рис.4

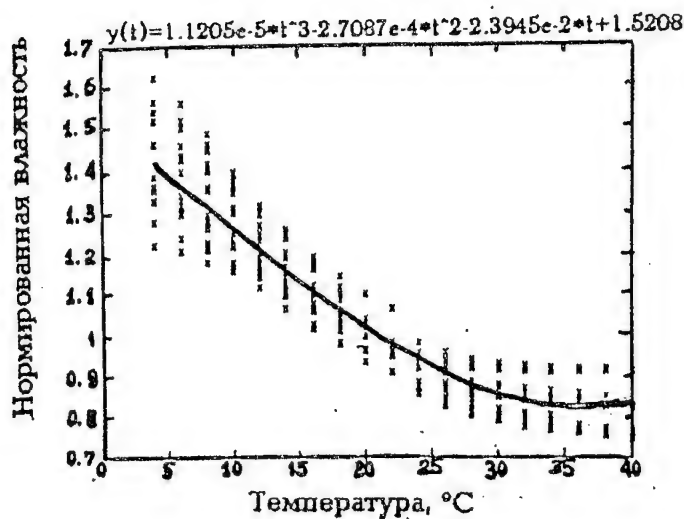


Рис.5

ВЛИЯНИЕ СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЙ НА ЖИЗНЕСПОСОБНОСТЬ ПОРОД И ГИБРИДОВ ТУТОВОГО ШЕЛКОПРЯДА

В.Г.Шахбазов, Л.М.Чепель, Н.Н.Городец, В.И.Кийко, Ю.Г.Шкорбатов, В.А.Грабина
Харьковский госуниверситет, 310077, пл. Свободы, 4

Аннотация

Жизнеспособность пород и гибридов тутового шелкопряда в значительной степени определяет их продуктивность. Для повышения жизнеспособности разрабатываются различные методы. Проведено исследование влияния СВЧ-излучения с длиной волны 8 мм (плотность мощности излучения до 100 мкВт/см²) и длиной волны 2,29 см (плотность мощности излучения до 30 мкВт/см) на грену тутового шелкопряда. Установлены режимы облучения, достоверно повышающие жизнеспособность гусениц.

I. Введение

Жизнеспособность пород и гибридов тутового шелкопряда является их важнейшей особенностью для практического шелководства и в значительной мере определяет рентабельность выкупок и гренажного производства. С целью повышения жизнеспособности в шелководстве уже давно используются межпородные гибриды и эффект гетерозиса гибридов первого поколения. Однако кроме генетических методов повышения жизнеспособности представляет интерес изучить возможность повышения жизнеспособности шелкопряда в период эмбрионального развития посредством СВЧ-облучения.

II. Основная часть

Материалом для данного исследования служили породы Белококонная-1 (японского происхождения), Белококонная-2 (китайского происхождения) и межпородные гибриды первого поколения (Б-1 х Б-2 и Б-2 х Б-1). Облучение проводили при длинах волн 8 мм и 2,29 см. Мощность излучения изменяли от 10 до 100 мкВт/см². Экспозиция облучения 20 и 40 минут. Такие режимы облучения позволили выявить стимулирующие и угнетающие дозы, влияющие на выход и жизнеспособность гусениц разных генотипов тутового шелкопряда (Таблица 1).

Из таблицы видим, что при облучении в миллиметровом диапазоне повышается выход гусениц слабой породы Б-1 (до 150%), снижается выход гусениц у сильной породы Б-2 (до 65%), у гибрида Б-1 х Б-2 выход гусениц на уровне контроля, а у гибрида Б-2 х Б-1 - достоверно повышается. При облучении ЭМП в сантиметровом диапазоне у породы Б-1 выход гусениц снижается до 5 - 15%, у гибрида Б-1 х Б-2 сохраняется на уровне контроля. У породы Б-2 и гибрида Б-2 х Б-1 выход гусениц достоверно повышается.

III. Заключение

Таким образом, облучение грену тутового шелкопряда в СВЧ-диапазоне позволило выявить эффект стимуляции жизнеспособности гусениц. Наиболее существенным в этом разделе работы мы считаем разницу в реакции разных пород и межпородных гибридов на облучение. Генетические различия при облучении шелкопряда ЭМП в СВЧ-диапазоне по изученным показателям ранее не были получены.

Таблица 1. Влияние ЭМ-излучений разных частот на жизнеспособность грены и гусениц тутового шелкопряда

Генотипы	Длина волны	Экспозиция	выход гусениц (% от контроля)
Б-1	8 мм	20 мин	148.5±3.3
	2.29 см	20 мин	4.2±2.2
	2.29 см	40 мин	12.5±1.8
Б-2	8 мм	20 мин	65.2±2.1
	2.29 см	20 мин	102.1±1.9
	2.29 см	40 мин	135.4±2.3
Б-1 х Б-2	8 мм	20 мин	106.3±2.2
	2.29 см	20 мин	98.3±1.4
	2.29 см	40 мин	98.6±1.2
Б-2 х Б-1	8 мм	20 мин	145.4±2.4
	2.29 см	20 мин	207.5±1.7
	2.29 см	40 мин	235.1±1.7

INFLUENCE OF MICROWAVE IRRADIATION ON VIABILITY OF STOCKS AND HYBRIDS OF SILKWORM

Shakhbazov V.G., Chepel L.M., Gorobets N.N., Kiyko V.I., Grabina V.A.

Kharkov State University

4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine

Viability of stocks and hybrids of silkworm has a great influence on their productivity. To increase viability many methods are developing. We investigated influence of microwave irradiation with wavelength of 8.0 mm (power of irradiation is 100 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$) and wavelength of 2.29 cm (power of irradiation is 30 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$) on the eggs of silkworm. The regimes of irradiation which increases viability of caterpillars are determined. Genetical differences in reaction to irradiation are of a great theoretical interest. It was revealed that for stock B-1 the higher stimulatory effect is observed at $\lambda=8.0$ mm, and for stock B-2 at $\lambda=2.29$ cm. For hybrids stimulatory effect of irradiation was observed at the both lengths. The obtained data may be used in practical silkbreeding.

ВЛИЯНИЕ МИКРОВОЛН РАЗЛИЧНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ НА БИОЛОГИЧЕСКИЕ КАЧЕСТВА СЕМЯН

В.Г.Шахбазов, Л.М.Чепель, Н.Н.Горобец, В.И.Кийко, Л.М.Снопик, Л.Ф.Кучин,
В.А.Грабина, Ю.Г.Шкорбатов
Харьковский госуниверситет, 310077, Харьков, пл.Свободы, 4

Аннотация

Приводятся результаты экспериментального изучения влияния микроволн различной поляризации на биологические объекты. Модельными объектами в эксперименте являлись семена различных сортов пшеницы, фасоли и др. культур. Все они облучались электромагнитными волнами длиной 2-9 см. Плотность потока мощности излучения составляла 20-100 мкВт/см², время экспонирования - 20-40 мин. Наибольший стимулирующий эффект достигается при использовании правой поляризации облучающего поля. Механизмы наблюдаемого влияния анализируются с привлечением представлений современной генетики.

I. Введение

Вопрос о возможности повышения жизнеспособности (ЖСП) семян сельскохозяйственных культур при помощи внешних физических воздействий давно привлекает внимание исследователей.

Нами этот вопрос исследовался в связи с генетическими различиями ЖСП семян, которые зависят, в частности, от степени инбридинга и эффекта гетерозиса, а также возраста семян - срока хранения. Исследовали семена экзо- и эндогамных культур.

II. Основная часть

Из числа экзогамных культур исследовали разные сорта лука и линии ржи сорта Московский карлик. Задачей исследования было выяснение возможности снижения автостерильности у лука и ржи при влиянии электромагнитного поля (ЭМП) СВЧ-диапазона на гинецей и андроцей. Показана возможность резко повысить выход чистотинейных семян путем самоопыления.

Вопрос о возможности управления типом оплодотворения у представителя эндогамных растений - фасоли - представляет практический и теоретический интерес.

Для соцветий лука, ржи и семян фасоли источником облучения служил генератор микроволнового излучения нетепловой интенсивности. Облучение проводилось на длине волны 5.5 мм, экспозиции 5 и 10 минут и мощности излучения 50 мкВт/см². При этих условиях облучения наблюдается изменения в состоянии мужских гамет у растений ржи, которые приводят к значительному увеличению % нормально сформировавшихся зерновок и повышение % открытого цветения у растений фасоли, что приводит к повышению гетерогенности популяции и ограничению гомозиготности (Табл.1). Благодаря получения открытого типа цветения получен новый сорт овощной фасоли Гайдарская и ряд новых константных форм, которые будут переданы в сортоиспытание.

Во второй половине исследований специальное внимание было уделено выяснению реакции разных сортов пшеницы и ячменя, которые различаются по урожайности, устойчивостью к неблагоприятным факторам среды, срокам хранения семян на облучение СВЧ полем см-диапазона, с учетом поляризации. Источником облучения служил генератор нетеплового излучения. Облучение проводилось на длине волны 2.29 см, мощность излучения изменялась от 50 до 100 мкВт/см².

Табл. 1. Влияние ЭМП СВЧ- диапазона на соцветия лука и ржи и семена фасоли

Варианты ОП	Рожь % зерновок завязывания	Лук % реально полученных семян	Фасоль % открытоцветущих цветов
Контрольные	3.69±0.42	2.93±0.13	1.75±0.11
СВЧ:			
$\lambda=5.5$ мм, $t=5$ мин.	14.05±0.96	5.35±0.27	-
$\lambda=5.5$ мм, $t=10$ мин.	7.68±0.69	6.77±0.29	3.21±0.21
$\lambda=2.24$ см.	-	-	6.23±0.29

В опытах были использованы 10 сортов озимой пшеницы и 7 сортов ячменя 1989г. и 1982г. урожая соответственно.

В результате проведенного исследования были установлены значительные различия в реактивности семян. У некоторых сортов пшеницы и ячменя под влиянием СВЧ облучения наблюдается снижение % всхожести, у других сортов - значительная стимуляция.

Для случаев пшеницы и ячменя длительного срока хранения установлена возможность повышения всхожести семян при некоторых режимах СВЧ-облучения (от 18 до 50%).

Сравнение эффектов облучения при правой, левой и линейной поляризации на семенах различных сортов пшеницы и ячменя позволило установить значительное различия, зависящие от направления поляризации. Эффект стимуляции на прорастание семян наблюдали при правой поляризации (табл.2).

Табл.2. Реакция разных сортов пшеницы и ячменя на действие ЭМП СВЧ-диапазона

Сорта пшеницы	Вариант поляризации	Прирост, % от К	Сорта ячменя	Вариант поляризации	Прирост, % от К
Безостая 1-st	правая левая	113.4±2.6 99.4±2.7	S-180	линейная	119.3±2.6
Лютесценс	правая левая	113.4±2.4 90.6±2.9	S-170	линейная	67.6±3.3
Тарасовская 29	правая левая	121.1±2.2 82.0±2.6	X-67	линейная	100
Донщина	правая левая	95.5±2.7 73.2±3.3	X-74	линейная	150.3±2.2
Донская безостая	правая левая	112.3±2.2 93.5±1.9	X-60	линейная	79.5±2.7
Исток	правая левая	148.5±2.9 95.6±2.4	Черноморец	линейная	118.2±2.4
Спартанка	правая левая	154.4±1.8 88.9±2.1	Эльгина	линейная	138.6±3.5
Прикумская 36	правая левая	135.5±1.9 107.3±2.2			
Юбилейная 75	правая левая	133.4±3.3 79.9±3.1			

Заключение

В связи с обсуждением сложного вопроса о механизмах влияния ЭМП разной поляризации авторы указывают на вероятное значение правой поляризации спиральной структуры молекулы нативной ДНК. Значение молекулы ДНК в хранении и реализации наследственных признаков известно. Известна также электрическая поляризация ДНК в нативном состоянии. Возможно правая поляризация спиральной структуры ДНК и определяет большую эффективность внешнего СВЧ-облучения правой поляризации. Эта гипотеза требует дальнейшей проверки.

Результаты проведенных исследований могут быть использованы в прикладных исследованиях по стимуляции прорастания ослабленных семян с.-х. культур с учетом их генотипа, возраста, а также поляризации СВЧ-облучения.

INFLUENCE OF THE MICROWAVES OF DIFFERENT POLARIZATION ON BIOLOGICAL QUALITY OF SEEDS

Shakhbazov V.G., Chepel L.M., Gorobets N.N., Kiyko V.I.,
Snopik L.M., Kutchin L.F., Grabina V.A., Shkorbatov Yu.G.
Kharkov State University, 4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine

Results of experimental investigations of biologic effects of different polarization microwaves are presented. Seeds of various cultivars of wheat, barley, carrot and harricot were used as a convenient model objects in our investigations. These seeds were irradiated with electromagnetic waves with the length of 2-9 cm. The power of irradiation was 20-100 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$, the exposition was 20-40 min. The most high simulating effect of irradiation of the right polarization on germination of seeds of agricultural plants has been shown. In interpritation of experimental data the latest results of genetic were used.

ВЛИЯНИЕ КВЧ-ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ СОСТОЯНИЕ ЯДЕР КЛЕТОК ЧЕЛОВЕКА

Шкорбатов Ю.Г., Шахбазов В.Г., Григорьева Н.Н., Грабина В.А., Богославский А.М.
Харьковский государственный университет, НИИ биологии

Аннотация

Исследовали влияние микроволнового облучения на состояние клеток буккального эпителия человека. Для облучения клеток *in vitro* использовали прибор для КВЧ-терапии Явь-1, дающий электромагнитное излучение с длиной волны 7,1 мм и мощностью падающего потока 0,2 мВт/см². С помощью метода внутриклеточного микроэлектрофореза, разработанного на кафедре генетики ХГУ, исследовали электрокинетические свойства клеточных ядер. Определяли также степень конденсации хроматина с помощью учета гранул гетерохроматина. Показано, что облучение вызывает снижение электрофоретической подвижности ядер и увеличение степени гетерохроматинизации. Выявлены индивидуальные различия в реакции на облучение. Полученные результаты обсуждаются в связи с ролью биоэлектрических свойств ядер в регуляции их функциональной активности.

I. Введение

Микроволновое излучение является фактором, влияющим на многие показатели функционального состояния организма человека, представляя собой, с одной стороны, угрозу для здоровья, а с другой - являясь лечебным фактором.

Микроволновое облучение оказывает влияние на различные стороны жизнедеятельности клетки, влияя на свойства клеточных мембран [1], активность ряда ферментов и транскрипции [2], изменяя размеры пучков в гигантских хромосомах [3].

Имеются данные о способствовании микроволновой радиации образованию раковых опухолей [4], однако прямого мутагенного эффекта микроволн не обнаружено [5]. Все это указывает на то, что под действием микроволнового излучения изменяются процессы регуляции генома, а не происходит непосредственных нарушений его структуры.

В данной работе мы исследовали влияние микроволнового облучения на клеточное ядро по двум параметрам - по изменению биоэлектрических свойств клеточных ядер, с помощью метода, разработанного на кафедре генетики и цитологии ХГУ [5] и по параметру содержания в интерфазных ядрах гетерохроматиновых гранул с помощью метода окрашивания ацетокармином.

Электрические свойства клеточных ядер представляют собой показатель, связанный с процессами регуляции активности клеточного ядра [6]. У человека этот показатель изменяется с возрастом и зависит от состояния организма, снижаясь при различных заболеваниях и утомлении [6].

II. Основная часть

В настоящих экспериментах использовали клетки буккального эпителия 5 доноров женского пола различного возраста. Донор А - 6 лет, донор В - 25 лет, донор С - 25 лет, донор D - 36 лет, донор Е - 19 лет. Клетки помещали в раствор следующего состава: 3,03 mM фосфатный буфер (pH=7,0) с добавлением 2,89 mM хлорида кальция. Клетки исследовали в плоской камере для микроэлектрофореза при напряжении 15 В/см и токе 100 мкА. В этих условиях ядра части клеток смещались к аноду, ядра другой части не проявляли электрического заряда.

Процентное содержание клеток с отрицательно заряженными ядрами определяли как электроотрицательность ядер (ЭОЯ).

Оценку состояния гетерохроматина в ядрах производили с помощью окрашивания клеток ацетокармином. Мы учитывали наличие в ядре гетерохроматиновых гранул всех размеров, локализованных вблизи оболочки ядра. Процент ядер, содержащих гранулы гетерохроматина определяли как показатель примембранного гетерохроматина (ПГ %).

Для облучения клеток *in vitro* использовали прибор для КВЧ-терапии Явь-1, дающий электромагнитное излучение с длиной волны 7,1 мм и мощностью падающего потока 0,2 мВт/см. Во всех экспериментах изучение ЭОЯ или окрашивание клеток ацетокармином производили через 5 минут после облучения клеток.

Согласно нашим данным, микроволновое излучение вызывает значительное снижение показателя ЭОЯ в клетках большинства доноров (А, С, D) уже при минимальной экспозиции 1 сек. (Табл.1). Увеличение экспозиции до 15 секунд приводило к значительному снижению показателя у донора А, дальнейшее увеличение экспозиции не приводило к снижению ЭОЯ. У донора В не наблюдалось достоверных изменений ЭОЯ под влиянием облучения, хотя имела тенденция к повышению ЭОЯ.

Таблица 1. Влияние облучения клеток на показатель ЭОЯ

Экспозиция, сек	Донор А	Донор В	Донор С	Донор D
0	37.8±2.8	59.5±2.7	70.3±2.8	75.7±2.7
1	31.2±2.7	63.7±3.1	54.9±5.6	51.3±3.9
5	37.2±3.5	63.0±1.9	52.1±5.5	49.3±4.0
15	20.7±4.8	66.3±5.7	54.9±5.4	64.9±4.3
30	24.8±3.0	68.8±4.5	49.8±6.6	61.5±2.0
60	19.1±1.6	62.8±5.5	46.7±4.4	55.5±1.7

Мы изучали также временную зависимость изменения показателя ЭОЯ от периода после облучения у донора Е (Табл.2). Оказалось, что эффект облучения практически не зависит от времени после облучения в пределах от 5 до 55 мин.

Таблица 2. ЭОЯ в различные периоды после облучения клеток

Время после воздействия, мин.	ЭОЯ
Контроль	66.0±3.5
5	56.9±4.9
15	58.3±2.8
25	52.4±3.7
35	53.4±4.4
45	53.1±4.5
55	58.0±4.1

Для доноров А, С, D, Е показатели ЭОЯ близки к данным, характерным для данного возраста, для донора В показатель ЭОЯ ниже возрастной нормы. Таким образом, микроволновое облучение снижает ЭОЯ у тех доноров, у которых ЭОЯ соответствует возрастной норме, но не снижает ЭОЯ в том случае, когда ЭОЯ снижена за счет ухудшения состояния организма.

Мы полагаем, что изменение электрокинетических свойств клеточных ядер связано с изменением функциональной активности клеточных ядер. При этом, чем выше уровень биосинтетических процессов в клетке, тем выше и заряд

ядра в клетке, измеряемый как с помощью методики внутриклеточного микроэлектрофореза, так и с помощью традиционных методов микроэлектрофореза [6].

Результаты наших экспериментов свидетельствуют, что после облучения микроволнами значительно увеличивается % ядер с примембранным гетерохроматином (ПГ%), то есть наблюдается конденсация хроматина (Табл.3). Уже минимальная экспозиция (1 секунда) вызывает достоверное повышение ПГ%, 5- и 15-секундные экспозиции приводят к еще большему возрастанию показателя, дальнейшее повышение экспозиции выше 15 секунд не сопровождается возрастанием ПГ%.

Таблица 3. Действие облучения на показатель ПГ

Экспозиция, сек.	Донор А	Донор В	Донор С	Донор D
0	78.1±1.7	76.8±1.8	75.1±2.0	78.0±1.6
1	83.0±2.9	85.4±1.4	77.8±1.4	84.8±2.3
5	79.6±2.1	88.6±1.8	77.9±1.6	91.3±1.1
15	84.9±2.0	83.5±9.6	81.2±1.8	96.8±0.6
30	86.4±1.6	81.9±0.9	84.4±0.7	90.1±0.9
60	84.0±1.5	84.9±1.2	85.2±1.2	90.4±1.3

Достоверного влияния микроволнового облучения на проницаемость мембран клеток нами обнаружено не было. Таким образом, в нашем случае наблюдалось непосредственное увеличение степени гетерохроматинизации хроматина под влиянием миллиметрового облучения.

III. Заключение

Мы полагаем, что конденсация хроматина в наших экспериментах связана с уменьшением общего отрицательного заряда нуклеопротеиновых комплексов, что сопровождается снижением общего отрицательного заряда ядра. Вопрос о функциональном значении наблюдаемых изменений требует дальнейшего исследования. На основании данных о связи заряда ядер с активностью биосинтетических процессов в ядре и данными о пониженной функциональной активности гетерохроматиновых участков можно предположить, что облучение микроволнами вызывает понижение функциональной активности ядер.

Полученные нами данные об индивидуальной реакции доноров на облучение по показателю ЭОЯ могут быть использованы, при дальнейшей разработке данного вопроса, как один из критериев эффективности микроволновой терапии при назначении физиотерапевтических процедур.

IV. Список литературы

1. Semozy Z., Thuwery G., Kubasova T., Bognar G. // J.Cell Biol., v.55, Suppl., No34, 1991, p.31
2. Buis C.V., Kartan K., Pieper S., Adey W.R. // Cancer Res., v.48, 1988, p.4222-4226.
3. Koschmitzke C., Kremer F., Santo L., Guick P., Poglitsch A. // Z. Naturforsch., Bd. 38c, 1983, S.883-886.
4. Cleary S.F., Lui Li-Ming, Merchant R.E. // Radiat. Res., v.121, No1, 1990, p.38-45.
5. Шахбазов В.Г., Колупаева Т.В. Набоков А.Л. // Лабораторное дело No7, 1986, p.404-406.
6. Шкорбатов Ю.Г., Шахбазов В.Г. // Успехи современной биологии т.112, No 4, 1992, p.499-511.

МИКРОВОЛНОВОЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ РАСПЛАВЛЕННОГО МЕТАЛЛА. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Брагин И.В., Сгибнев В.П., Брагин С.И., Желтиков И.А., Брагина Ю.Б.
Особое Конструкторское Бюро Московского Энергетического Института
г.Москва 111250 Красноказарменная 14
факс: (095)3625576, тел.: (095)2734001

Михайлов В.Ф.
С.Петербург 190000, Государственная Академия
аэрокосмического приборостроения, Морская, 67
факс: (812)3157778, тел.: (812)2107036

Алексеев А.Т.
КБ "Южное" 320000, г.Днепропетровск, ул.Криворожская д.1
тел. (056)29933-09, факс: (056)2925041

Аннотация - Рассматривается контактный радиометрический метод измерения температуры, основанный на измерениях шумовой температуры антенного окна, размещенного в футеровке металлургического агрегата. Рассматриваются источники погрешности определения температуры расплавленного металла. Приведены результаты эксперимента.

I. Введение

В настоящее время наиболее распространенным способом измерения температуры расплавленной стали являются термопары с использованием различных конструкций термопреобразователей. Альтернативным способом измерения температуры является радиометрический. Метод основан на измерении микроволнового шумового излучения нагретого керамического антенного окна, находящегося в соприкосновении с металлом. Предлагаемый метод экономичнее традиционных методов измерения и позволяет производить непрерывные измерения в течение плавки.

II. Основная часть

Суть метода заключается в следующем: в контакт с расплавленным металлом, находящемся в мартене, вводят антенну с теплозащитным обтекателем, изготовленным из специальной керамики на основе нитрида бора, и расположенной в водоохлаждаемой фурме. Шумовой сверхвысокочастотный сигнал, генерируемый нагретой частью антенной вставки, через антенну и переходной кабель, расположенный внутри фурмы, поступает на вход радиометрического приемника, напряжение на выходе которого пропорционально измеряемой температуре. Метод и оборудование позволяют проводить непрерывные измерения температуры расплавленного металла. Измерительная установка приведена на рисунке 1. Антенна выполнена в виде полуволнового вибратора, нагруженного на поглощающий обтекатель, изготовленный из керамики. Керамическая нагрузка выполнена в виде защитного кожуха из нитрида бора (BN) и поглощающих втулок из керамики BN+SiC. Данные материалы обладают высокой химической стойкостью к шлакам и расплаву металла, а также высокой температурой плавления более 3000°C. Принцип работы установки основан на измерении микроволнового излучения от нагретой части антенны, соприкасающейся с расплавленным металлом. Оно принимается радиометрическим приемником, выходное напряжение которого пропорционально термодинамической температуре и может быть представлено в виде выражения:

$$P_n = k \Delta f (1 - |\Gamma|^2) \int_0^L T_p(x) \gamma(x) \cdot \exp\left(\int_0^L \gamma(x) dx\right) dx,$$

где k - постоянная Больцмана; Γ - коэффициент отражения от входа антенны; Δf - полоса передачи; $T_p(l)$ - температура в антенне; $\gamma(l)$ - коэффициент поглощения в антенне; l - длина обкателя.

Суммарный шумовой микроволновый сигнал от антенны и переходного коаксиального кабеля поступает на вход радиометрического приемника. При этом после калибровки приемника, тракта и антенны напряжение на выходе этого приемника становится пропорциональным термодинамической температуре расплавленного металла. Выражение для шумовой температуры по данным о шумовой мощности на выходе антенно-фидерного тракта:

$$T_a = (1 - |\Gamma|^2) \left[T_0 A \eta_a \eta_{int} \eta_0 + T_0 (1 - \eta_{int}) \eta_0 + T_0 (1 - \eta_0) \right],$$

где T_0 - температура волноводов; η_a - КПД антенны; η_{int} , η_0 - коэффициенты передачи горячих и холодных участков соединяющего волновода.

Ошибка измерения температуры расплавленного металла обусловлена неоднородным нагревом обтекателя и поглощением микроволнового сигнала в холодной части антенны. Эту ошибку можно уменьшить за счет измерений мощности шумового сигнала и входного импеданса антенны окна для двух частот.

Испытания проводились на АО "Северсталь" в период с июня по декабрь 1995 г. Временная зависимость температуры расплавленного металла для одного из экспериментов приведена на рис.2. Из полученных результатов видно, что существуют хорошие совпадения, в течение всей плавки, радиометрических измерений с термопарными. Видны характерные изменения температуры при внешнем воздействии на ванну с расплавом. Полученный разброс температур объясняется пространственным разномом в печи термопарной аппаратуры и радиометрической.

Экспериментальные исследования по измерению температуры расплава в сталеплавильном агрегате в металлургическом цехе подтвердили возможность многократных измерений без потери точности. Измерения показали, что установка позволяет измерять температуру расплавленного металла с ошибкой не хуже, чем 2 К в интервале температур 1200-1700°C.

III. Заключение

Проведенные испытания показали возможность непрерывного измерения температуры расплавленного металла радиометрическим методом в течение плавки. Среднеквадратическая ошибка измерения температуры расплавленного металла не превысила 0,77°C. Разброс значений температуры, измеренной радиометрической установкой относительно измерений, проведенных при помощи термопар, не превышает 6 °C.

MICROWAVE RADIOMETRIC METHOD OF MEASUREMENT OF A MELTED METAL TEMPERATURE. RESULTS OF EXPERIMENTAL RESEARCHES

Bragin I.V., Sgibnev V.P., Maslov S.E., Bragin S.I., Maslova N.S., Zheltikov I.A., Kuznetsov D.Yu.

Special Design Office of Moscow Power Engineering Institute

14 Krasnokazarmennaya St., Moscow-111250, Russia

tel. (095) 2734001, fax (095) 3625576

Mikhailov V.F.

Academy of Aerospace Instrumentation, 67 Morskaya St., St.Petersburg-190000, Russia

tel. (812) 2107036, fax (812) 3157778

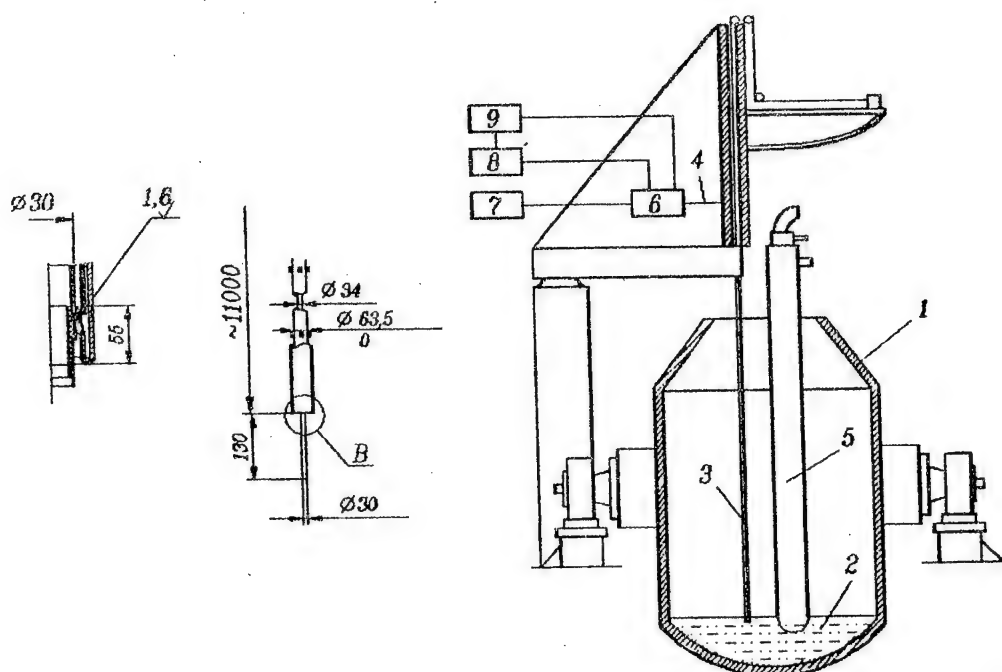
Alekseev A.T.

Design Office "Yuzhnoye", 1 Krivorozhskaya St., Dnepropetrovsk-320000, Ukraine

tel. (056) 2993309, fax (056) 2925041

The contact radiometric method of temperature measurement based on the measurement of noise temperature of antenna frame located in the lining of metallurgic aggregate is covered in this paper. The sources of errors of melted metal temperature determination are discovered. The results of the experiment are given.

Установка для измерения температуры жидкого металла под слоем шлака.



1 - конвертер, 2 - расплавленный металл, шлак, 3 - термозонд, 4 - антенно-фидерное устройство, 5 - установка для продувки кислородом, 6 - радиометрический приемник, 7 - источник питания, 8 - регистрирующее устройство, 9 - пульт управления.

Рис.1

Временная зависимость температуры расплавленного металла.



Рис.2

ТОЧНЫЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МАЛЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ НАНОСЕКУНДНЫЕ ИМПУЛЬСЫ

Брагин И.В., Морозов А.А., Брагин С.И., Сгибнев В.П.

Особое Конструкторское Бюро Московского Энергетического института

г.Москва 111250, Красноказарменная 14,

факс: (095)3625576, тел.: (095)2734001

Михайлов В.Ф.

Государственная Академия аэрокосмического приборостроения

С.Петербург 190000, Морская, 67

факс: (812)3157778, тел.: (812)2107036

Аннотация - Представлены результаты разработки приборов оперативного контроля уровня расплава в конвертерном производстве и установках разлива стали, позволяющие обеспечить стабильное получение высококачественного металла. Рассмотрены преимущества использования радара с наносекундными импульсами для измерения малых расстояний по сравнению с радарными, использующими непрерывный ЧМ сигнал. В результате испытаний макетных образцов точного радиолокационного измерителя расстояний до отражающей поверхности подтверждена возможность измерения уровня расплава со среднеквадратической ошибкой 1-3 см.

I. Введение

В проектируемом комплексе, включающем также радиометры для измерения температуры расплава, самостоятельное значение имеет создание высокоточных измерителей уровня расплава. Использование таких измерителей позволяет обеспечить непрерывный контроль процесса плавки в конвертерном производстве и в процессах внепечной обработки металла с целью получения качественного металла при большом разбросе параметров используемых компонент (металлолом и др.) Точные измерения уровня позволяют также обеспечить безопасность при большей загрузке агрегатов с учетом шлакообразования и кислородной продувки во время плавки.

Использование в ОКБ МЭИ опыта по созданию высокоточных систем определения координат, а также антенных систем космических аппаратов, работающих в условиях высоких температур, позволило перейти к проектированию точных измерительных устройств для металлургии. Для измерения расстояний в диапазоне 0,5...30 м, в том числе для измерения уровня расплавленного металла, часто используются как ультразвуковые измерители так и радиолокационные измерители, с частотной модуляцией (ЧМ).

При переходе от измерителей с погрешностью порядка 0,1 м (СКО) к приборам с СКО 1...2 см возникает ряд новых проблем. Дополнительные трудности возникают при наличии близких мешающих отражений. В работе показано как высокоточные измерения малых дальностей обеспечиваются при наличии мешающих отражений в импульсной системе с наносекундными импульсами при более простых требованиях, предъявляемых к узлам, чем при использовании ЧМ.

II. Основная часть

В измерителях с ЧМ предъявляются жесткие требования к узлам радиотракта. В измерителях с ЧМ необходимо реализовать нелинейность закона модуляции менее 0,1%, при высокой стабильности девиации частоты. В широкой полосе частот необходимо обеспечить линейность фазовой характеристики радиотракта. Например, в 3-см диапазоне необходимо создать приемный и передающий тракты для девиации порядка 1 ГГц, для этого предъявляются жесткие требования к амплитудным и фазовым характеристикам в 10% полосе частот. Кроме этого, при наличии побочных отраженных сигналов от различных объектов в луче антенны, возможности их подавления ограничены полосой $\Delta f = 1/T_n$, где T_n - длительность ЧМ посылки. Для обеспечения точности (1-2)см в условиях близких отражающих объектов (отличие по дальности менее 1м) необходимо обеспечить подавление не менее 40 дБ сигналов, отличающихся по частоте на (1-3)%. Фурье-преобразование обеспечивает представление сигнала с шагом по дальности 15 см при девиации 1 ГГц. При этом обеспечивается исключение отражений от побочных объектов, но погрешность порядка 1 см реализуется достаточно сложным образом.

Рассмотрим структурную схему измерителя, работающего в 3-см диапазоне и использующего наносекундные импульсы. Измеритель уровня включает антенное устройство, приемопередатчик и

измеритель временных интервалов, сопряженный с ПЭВМ. Разработанное программное обеспечение решает задачи фильтрации, накопления и отображения результатов измерений. Такой измеритель обеспечивает минимальную дальность не более 0,5 м. Передатчик на диоде Ганна формирует импульс с гауссовой огибающей, длительностью 2,5 нс по уровню 0,5, в 3-см диапазоне. Простой модулятор на лавинном транзисторе с источником питания 10 В обеспечивает высокую стабильность огибающей импульса. В данном случае, при мощности передатчика 10 мВт и усилении антенны более 200, шумовые ошибки при расстояниях до 30 м и коэффициенте отражения порядка 0,1 мало влияют на результирующую точность измерений. Отношение сигнал-шум в импульсе выше 25 дБ, при использовании МШУ с шумовой температурой 200 К и температуре шлака 2300 К.

При измерениях задержки (рис.1) используются два импульса - "старт", соответствующий огибающей запросного импульса, и "стоп" - огибающая принятого сигнала. Точная шкала отсчета задержки между каждым из этих импульсов и синхросигналами реализована с преобразованием интервала в 500 раз (на базе заряда малой емкости и разряда большой емкости) и обеспечивает дискретность отсчета 0,7 см. Компараторы для импульсов "старт" и "стоп" используют пороговые значения, пропорциональные амплитуде импульса. Такие компараторы (рис.2) фиксируют момент, когда входной сигнал достигает заданной части амплитуды, при вариации амплитуды в пределах 10 дБ.

Входной сигнал после предварительной временной селекции поступает на генератор строба G 1. Линия задержки строба D1 используется для компенсации задержки строба. Атенюатор A1 определяет пороговое значение по отношению к амплитуде импульса. Линия задержки D2 обеспечивает формирование выходного сигнала при достижении заданного уровня.

Изменение мощности принятого сигнала не превышает 40 дБ, (10-20) дБ при изменении расстояния и столько же за счет изменения отражения от верхней границы среды шлак-металл.

Система автоматической регуляции усиления (АРУ) содержит пороговую схему, фиксирующую превышение заданного уровня, и сглаживающий программно-реализованный фильтр. В системе АРУ используются аттенюаторы в СВЧ тракте и видеотракты приемника.

При невозмущенной границе уровня расплава АРУ обеспечивает стабильность амплитуды с погрешностью менее 1 дБ, при случайном характере отражений среднее значение устанавливается с погрешностью до 1 дБ в диапазоне 50 дБ. В последнем случае точность отсчета задержки обеспечивается компараторами с регулируемым порогом. Антенны с лучом, близким к прожекторному, позволяют уменьшить зависимость мощности принятого сигнала от расстояния в диапазоне до 30 м.

Погрешность измерений уровня определяется узлами отсчета задержки. Ошибки точной шкалы связаны с нелинейностью преобразования интервала в пределах дискрета грубой шкалы (~ 4 м). Эта погрешность была измерена с помощью имитации сигнала, задержка которого изменяется с малой известной скоростью (порядка 1 см на 100 излучаемых импульсов). Имитатор содержал синтезатор частоты синхроимпульсов, управляемый 32-разрядным кодом. Было показано, что ошибка за счет нелинейности имеет стабильный характер и не превышает 4 см (с.к.о 1,5 см). Эта ошибка может быть предварительно определена с остаточной погрешностью не более (0,5-1) см. Результаты измерения дальности при имитации входного сигнала с изменяющейся задержкой показаны на рис.3. Скорость составляет 3 см/с. Дискретность выходных данных равна 1 см. Сглаженная оценка выходных значений показана кривой (1). Среднеквадратическая погрешность измерений задержки составила 1,5 см.

Подавление побочных отражений от объектов, отличающихся по дальности на 0,2 м (различие задержек 1 нс) обеспечивается стробированием и не требует сложных вычислений, как в случае ЧМ-сигнала. Сканирование всего диапазона обеспечивается изменением задержки строба. Эксперимент показал, что в диапазоне от 0,3 до 2 м была получена погрешность со средним значением менее 2 см и с.к.о. менее 2 см.

Конструкция антенно-фидерного устройства определяется конкретными условиями применения. Для обеспечения режима прожекторного луча антенная система основного варианта измерителя проектируется в виде параболической вырезки со смещенным фокусом и рупорным облучателем. Отраженные сигналы фокусируются в раскрыве рупора, центр которого совпадает с фокусом зеркала. Диаметр проекции раскрыва зеркала на направление измерений выбирается таким образом, чтобы граница ближней зоны в 2 раза превышала максимальную глубину ванны при $R=2H=20$ м для $\lambda=3$ см $D=0,8$ м.

Для работы на одну антенну при малых дальностях (до 1 м) необходимо создать диодные коммутаторы с временем восстановления <5 нс. Разработан макетный образец коммутатора с быстродействием 3 нс. Развязка приемного и передающего трактов 60 дБ обеспечивается циркулятором и двумя коммутаторами.

В отсутствие опытных образцов коммутаторов может быть использована отдельная рупорная передающая антенна с шириной луча 10^0 .

При максимальной высоте 10 м и измерении уровня в ванне площадью (7x10) кв.м. допустимо использование двух рупорных антенн с шириной луча 10^0 (рис 4). При расстояниях более 10 м с учетом стробирования рабочего диапазона возможно использование одной антенны, с развязкой трактов на циркуляторе.

Была разработана эскизная технологическая документация по теплозащите антенн для работы в условиях конвертерного цеха.

Выбор диапазона 3 см обусловлен, в первую очередь, существующей элементной базой СВЧ техники в диапазонах, позволяющих реализовать антенны с шириной диаграммы направленности (2-10) 0

достаточно простыми средствами. Это необходимо в связи с работой вблизи металлоконструкций (на расстояниях 1-2 м), создающих побочные отражения, влияющие на точность измерений. Радиус облучаемого пятна на поверхности расплава не должен превышать (1-2) м.

Кроме того, при использовании наносекундных импульсов несущая частота должна быть на порядок больше полосы излучаемого сигнала (в данном случае 700 МГц) для согласования СВЧ тракта в полосе сигнала и эффективной работы амплитудного детектора.

Использование более коротких волн, в том числе освоенного 8-мм диапазона, привело бы к более сложному построению приемно-передающего тракта, увеличению шумовой температуры приемника и увеличению влияния неровностей отражающей поверхности.

Существенное влияние на точность измерений в 8 мм диапазоне оказывает распространение радиоволн через поток раскаленных газов с металлическими частицами.

Особенностью работы измерителя уровня в используемом 3 см диапазоне является большое затухание сигналов, отраженных от нижней границы шлака (границы шлак-металл). Уже при 10 см толщине шлака это затухание составляет (40-80) дБ. В зависимости от режима плавки в конвертере, толщина слоя шлака составляет от(10-20) см до (50-60)см. Поэтому сигнал, отраженный от нижней границы шлака, не влияет на результаты измерений. Проектируемое устройство измеряет расстояние до границы раздела "свободное пространство - шлако-металлическая эмульсия".

III. Заключение

Проведенные теоретические и экспериментальные исследования показали возможность измерения уровня расплава в конвертерном производстве и при внепечной обработке металла со среднеквадратической погрешностью (1-2) см.

PRECISE RADIOLOCATIONAL METER OF SMALL DISTANCES WITH NANOSECOND PULSES USING

Bragin I.V., Morozov A.A., Maslov S.E., Bragin S.I., Sgibnev V.P.

Special Design Office of Moscow Power Engineering Institute

14 Krasnokazarmennaya St., Moscow-111250, Russia

tel. (095) 2734001, fax (095) 3625576

Mikhailov V.F.

Academy of Aerospace Instrumentation, 67 Morskaya St., St.Petersburg-190000, Russia

tel. (812) 2107036, fax (812) 3157778

The advantages of nanosecond pulse radars for small distances measurement and the radars using continuous FM signal are compared. The results of the experiment are given.

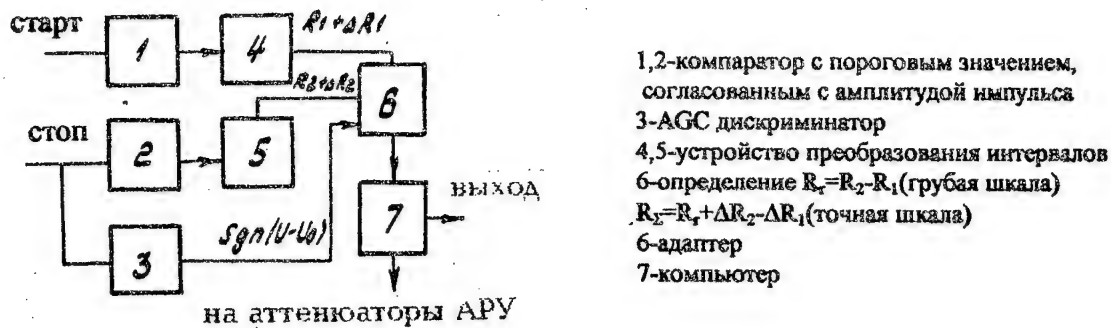


Рис.1

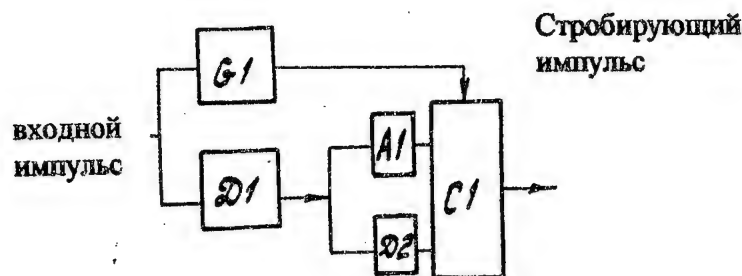


Рис.2

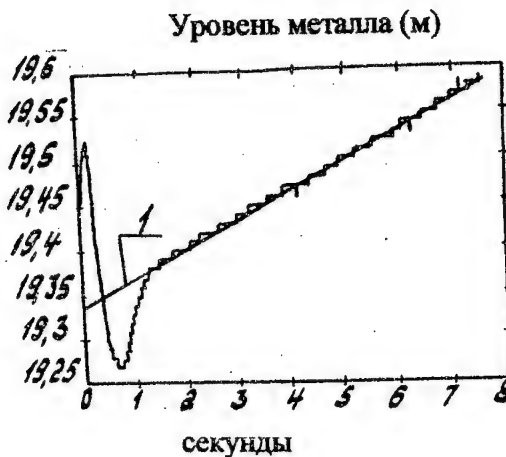
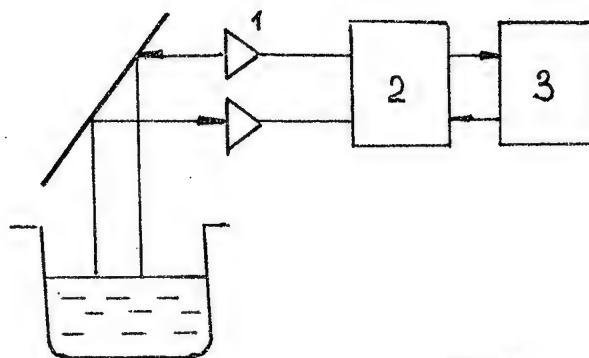


Рис.3



- 1 – рупорные антенны
 2 – приемо – передатчик
 3 – измеритель временных интервалов

Рис.4

ПЛОСКИЕ СИСТЕМЫ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛН ДЛЯ НАГРЕВА ДИЭЛЕКТРИКОВ

К.П. Яцук, Р.Р. Швелидзе
Харьковский государственный университет
310077, Харьков, пл. Свободы, 4

Аннотация - Решены задачи и проведены расчеты электродинамических характеристик одной и двух связанных плоских спиралей в слоистом диэлектрике, моделирующем нагреваемую среду. Найдены оптимальные режимы для использования их при облучении живого организма или листовых диэлектриков.

I. Введение

Способность концентрировать поля в некоторой области, характерная для поверхностных волн, вызывает интерес к системам, поддерживающим такие волны, как с точки зрения отсутствия необходимости их экранировки, так и с точки зрения использования локализованных полей для нагрева диэлектриков. Однако в режиме возбуждения открытых систем полный спектр волн содержит кроме поверхностных еще и пространственные волны [1]. Оценка интенсивности различных составляющих спектра представляет практический интерес. Поэтому для цели нагрева диэлектриков с помощью некоторой системы следует решать задачу возбуждения.

В нашем случае для исследования избраны системы одной и двух связанных плоских логарифмических спиралей в слоистом диэлектрике, моделирующем излучающую среду. Представляет интерес выяснение влияния диэлектрических сред на электродинамические свойства системы и возможности приложения их для облучения и нагрева полубесконечных сред и ограниченных слоев диэлектрика.

II. Метод решения

Рассматриваются две системы. В первой из них плоская спираль расположена на экранированной подложке с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = \varepsilon_H$, над ней имеется верхний слой покрытия с $\varepsilon = \varepsilon_B$ и диэлектрическое полупространство с $\varepsilon = \varepsilon_1$. Вторая система состоит из двух соосно расположенных спиралей. Первая расположена на экранированной подложке с $\varepsilon = \varepsilon_H$, между спиралью присутствует слой диэлектрика с $\varepsilon = \varepsilon_a$, над ним вторая спираль со слоем покрытия ($\varepsilon = \varepsilon_B$) и полупространство с $\varepsilon = \varepsilon_1$.

Используется следующая модель. Для спиралей принято приближение бесконечной анизотропно проводящей плоскости [2], считается, что экраны и спирали не имеют потерь, диэлектрики в общем случае обладают потерями. Рассматриваются симметричные по азимуту волны. Источником возбуждения является система синфазных δ -генераторов, расположенных на кольце малого радиуса.

Задача решается методом частных областей, используется представление поля в каждой из областей в виде интегралов Фурье - Бесселя с неизвестными коэффициентами. Для их определения граничные условия берутся в принятых приближениях. Таким образом получены системы из 10 и 14 интегральных уравнений относительно неизвестных коэффициентов разложения полей в случае одной и двух спиралей соответственно. В случае симметричных волн во всех интегральных уравнениях подынтегральные выражения содержат функции Бесселя одного порядка. Тогда применение обратного преобразования Ханкеля к каждому из уравнений позволяет перейти от системы интегральных уравнений к согласованной системе алгебраических уравнений. В этом случае поля представлены в интегральной форме с аналитическим выражением для подынтегральных функций. Такая форма дает возможность вычислить интеграл в плоскости комплексного переменного. Вычеты в полюсах определяют поля поверхностных волн, а интегралы по разрезам от точек ветвления, вычисленные с помощью метода перевала, дают выражения для пространственных, т.е. излученных, волн.

III. Результаты расчета

Таким образом были рассчитаны дисперсионные и энергетические характеристики поверхностных волн, направленные и энергетические характеристики для излученных волн в широком интервале изменения параметров системы и частоты. Особое внимание уделено исследованию влияния свойств облученной среды на характеристики системы.

В случае одной спирали было обнаружено, что интенсивность полей поверхностной волны в полубесконечной (облучаемой) области имеет максимум для определенного набора параметров системы и частоты. Диэлектрическая проницаемость и потери облученной среды слабо влияют на положение и интенсивность максимума. Излученное поле имеет коническую ДН. В случае больших плотностей намотки спирали максимум излучения расположен под углом 45° к оси системы и слабо изменяется с ростом ε_1 . При малых плотностях намотки с ростом ε_1 происходит смещение максимума излучения в сторону нормали спирали и сужение ДН. Рост потерь вызывает уменьшение амплитуды полей и появление излучения в плоскости спирали. Сравнение мощностей поверхностной $P^{\text{п}}$ и излученной $P^{\text{изл}}$ волн показало, что в случае малых ε_1 $P^{\text{п}} \gg P^{\text{изл}}$. С ростом ε_1 возникает режим, при котором $P^{\text{п}} \approx P^{\text{изл}}$, однако наличие потерь в среде приводит к тому, что и в случае больших ε_1 $P^{\text{п}}$ оказывается всегда больше $P^{\text{изл}}$.

Для двух спиралей характерно наличие двух поверхностных волн при различных плотностях намотки спиралей. Мощность поверхностных волн в полубесконечных областях слабее, чем в случае одной спирали, но мощность между спиральями значительно больше, чем в любой области одинарной спирали, и растет с ростом ε_a и частоты. Излученное поле в этом случае имеет коническую ДН, но мощность $P^{\text{изл}}$ значительно меньше $P^{\text{п}}$ в области между спиральями при любых значениях комплексных ε_a . Поверхностная волна линейно поляризована, излученная при больших плотностях намотки спирали линейно поляризована, при малых — может иметь линейную или эллиптическую поляризацию при некотором наборе параметров системы.

Согласно [3] проведена оценка мощности потерь и времени нагрева слоя диэлектрика между спиральями. Расчеты показали, что для диэлектрического диска диаметром 5 см, толщиной 2 мм с $\varepsilon = 10$ и $\text{tg} \delta = 10^{-1}$ повышение температуры на 100° можно достичь за несколько минут при уровне мощности СВЧ порядка 100 Вт.

IV. Заключение

Показано, что в режиме симметричных поверхностных волн одна спираль с экранированной подложкой и слоем покрытия пригодна для облучения полубесконечной среды (живого организма). Две связанные спирали в этом же режиме пригодны для локального нагрева листовых диэлектриков. Доля излученной мощности при этом мала в обоих случаях. Поэтому в добавочной экранировке нет необходимости.

V. Список литературы

- [1] Гошин Г.Г., Замараева В.П. Синфазное возбуждение плоской спиральной антенны, расположенной на заземленном магнитодиэлектрическом слое // Известия ВУЗов. Радиофизика. - 1977. - Т. XX, №5. - С. 739-744.
- [2] Силин В.А., Сазонов В.П. Замедляющие системы. - М.: Сов. радио. - 1966. - 631 с.
- [3] Пюшнер Г. Нагрев энергией сверхвысоких частот. - М.: Энергия. - 1968. - 311 с.

PLANAR SYSTEMS OF SURFACE WAVES FOR DIELECTRIC HEATING

Yatsuk K.P., Shvelidze R.R.

Kharkov State University, 4 Svoboda Sq., Kharkov-310077, Ukraine
tel. (0572) 45-71-33

The systems with surface waves have sizes smaller than those of the microwave waveguides and cameras which are usually used for dielectric heating. We have investigated the electrodynamic properties of some systems - one and two axially coupled planar spirals with dielectric layers. The regimes with maximum power flows in layers were found and temperatures of irradiated dielectrics were estimated. The radiated waves were also estimated. The results may be used when the construction of alive organism radiators and flat dielectric layers.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА СФОКУСИРОВАННОЙ АПЕРТУРЫ ДЛЯ СВЧ-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

Г.А.Морозов, О.В.Потапова, Ю.Е.Седельников
*научно-исследовательский центр прикладной электродинамики
Казанского Государственного Технического Университета*

Аннотация

Исследуются вопросы оптимизации возбуждения электромагнитных полей в сверхвысокочастотных (СВЧ) технологических установках. С целью изучения возможностей повышения эффективности возбуждения поля в поглощающей среде проведено электродинамическое моделирование для случая излучения линейной решетки излучателей в среду.

Показано существование эффекта, заключающегося в увеличении значений мощности поля на определенной глубине при применении сфокусированной апертуры по сравнению с несфокусированным возбуждением излучателей, а также существование оптимального амплитудного распределения, обеспечивающего максимальную интенсивность поля на заданной глубине.

I. Введение

В последние десятилетия в ряде стран активно проводились исследования, направленные на расширение сфер применения электромагнитных полей (ЭМП) СВЧ-диапазона. Физические свойства, присущие ЭМП СВЧ, в том числе способность проникать на определенную глубину в облучаемой среде, а также эффекты биологического характера определили перспективность использования СВЧ-полей для решения широкого круга задач в медицине, биологии, сельском хозяйстве и промышленности [1,2,4,9].

К настоящему времени созданы и широко используются технологические СВЧ установки, для ряда приложений доказана перспективность и ведется работа по промышленному использованию. В ряде направлений получены результаты и проводятся исследования по определению оптимальных режимов обработки [6].

Достоинствами СВЧ-методов, по сравнению с традиционно используемыми, являются:

- экологическая чистота процесса обработки, т.к. СВЧ-методы позволяют избежать или резко сократить концентрации токсичных химических веществ;
- сокращение энергетических затрат;
- возможность полной механизации и автоматизации процессов обработки;
- ускорение процессов обработки.

II. Основная часть

К числу специфических задач, возникающих при разработке средств СВЧ-обработки, относится возбуждение электромагнитных полей в рабочих камерах СВЧ-установок, исходя из заданного распределения температуры по объему обрабатываемого материала [6].

Формируемое текущее распределение полей температур определяется динамикой процессов нагрева и теплообмена с окружающей средой. Выделение же тепла определяется пространственным распределением модуля напряженности электромагнитного поля. Поэтому нахождение распределения поля температур может быть построено в виде двухэтапной процедуры: нахождения поля температур по заданному распределению интенсивности электромагнитного поля

и нахождению функции интенсивности последнего по заданному возбуждению источников.

В соответствии с конкретным назначением установки эти поля должны иметь некоторую заданную интенсивность в пределах указанных камер и объемов обрабатываемых материалов.

Возникающие при этом сложности обусловлены, по крайней мере, двумя причинами:

- поглощением энергии в обрабатываемом материале и, как следствие, убывающим характером изменения интенсивности поля в глубину;
- многомодовым характером электромагнитных полей в замкнутых камерах с наличием резонансных пространственных распределений, что приводит к существенно неравномерному распределению интенсивности поля с областями пучностей и узлов.

Таким образом, одной из актуальных задач, связанных с промышленным освоением СВЧ-технологий, является разработка методов эффективного возбуждения электромагнитных полей в рабочих камерах технологических СВЧ-установок.

С целью изучения возможностей повышения эффективности возбуждения поля в поглощающей среде проведены исследования, позволяющие рассчитать мощность электромагнитного поля на разной глубине для случаев синфазного возбуждения линейной решетки излучателей и при возбуждении их в фазовых соотношениях, обеспечивающих более равномерное распределение мощности в среде. Составлена электродинамическая модель излучения в поглощающую среду: идентичные излучатели с общей системой возбуждения находятся на границе поглощающей среды, образуя линейную решетку, и излучают в среду [6]. Показано, что в этом случае за счет возбуждения излучателей в соответствующих фазовых соотношениях можно добиться увеличения значений мощности поля в какой-либо точке (фокусировка в точку) или суммарного значения мощности, выделяемой в пределах произвольного отрезка (фокусировка в пределах отрезка), расположенного на определенной глубине.

Исследования определили наличие оптимального амплитудного распределения (АР) токов излучателей, при котором интенсивность электрического поля на определенной глубине достигает максимального значения. Получаемый эффект оценивается отношением мощностей в точке фокусировки для оптимального амплитудного распределения и в случае равноамплитудного возбуждения излучателей.

В качестве поглощающей среды при расчетах использовался суглинок серый с 10% влажностью [10], среда предполагалась бесконечной. Излучатели располагались на расстоянии $\lambda_c/2$, количество излучателей равнялось 11.

На рис.1 и рис.2 представлены распределения мощности электрического поля в глубину материала при фокусировке в точку, располагающуюся на глубине 16 см и возбуждении излучателей на частотах 0,96 ГГц и 3,84 ГГц соответственно. Коэффициент затухания (α) и коэффициент фазы (β) определялись согласно [10]: $\alpha=13,7$; $\beta=180$ для рис.1 и $\alpha=5,76$; $\beta=47,5$ для рис.2. Увеличение мощности поля в точке фокусировки составило 2,5 дБ (рис.1); 7 дБ при равномерном сфокусированном возбуждении и 9 дБ при сфокусированном возбуждении с оптимальным амплитудным распределением (рис.2). Эффект при оптимальном амплитудном распределении по отношению к равномерному синфазному возбуждению излучателей составил приблизительно 1,6 и 3,5 соответственно.

На рис.3 и рис.4 представлены распределения мощности электрического поля в поглощающей среде на глубине 16 см в пределах отрезка фокусировки (отрезка в пределах которого максимизировалась суммарная выделяемая мощность). Прочие условия моделирования идентичны вышеописанным случаям. Согласно полученным результатам, максимальный эффект достигается при амплитудной или амплитудно-фазовой оптимизации амплитудно-фазового распределения в раскрыве решетки. Фазовая оптимизация не дает ощутимого выигрыша в суммарной мощности.

Таким образом, исследованиями показано существование эффекта, заключающегося в увеличении значений мощности поля на определенной глубине при применении сфокусированной апертуры по сравнению с несфокусированным возбуждением излучателей, а также существование оптимального амплитудного распределения токов излучателей, обеспечивающего максимальную интенсивность поля на заданной глубине.

III. Заключение

Одним из основных направлений использования электромагнитной энергии СВЧ относится использование электромагнитных полей для сушки, дезинфекции, термообработки различных материалов. Воздействие электромагнитных полей осуществляется за счет поглощения энергии веществом и проявляется в виде эффекта нагрева. При этом за счет проникновения поля в толщу материала становится возможным нагрев, осуществляемый по объему вещества (а не по поверхности, что имеет место для любых других известных способов). Именно указанное свойство определяет основные потенциальные достоинства СВЧ-нагрева.

Использование метода сфокусированной апертуры позволяет повысить интенсивность СВЧ-обработки, а также более эффективно использовать энергию источника.

IV. Список литературы

1. Архангельский Ю.С., Девяткин И.И. Сверхвысокочастотные нагревательные установки для интенсификации технологических процессов.- Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1983. 140 с.
2. Бородин И.Ф., Шарков Г.А., Горин А.Д. Применение СВЧ-энергии в сельском хозяйстве / ВНИИТЭИагропром.- М., 1987. 56 с. (Обзорная информация).
3. Дымский В.Н. К теории синтеза антенн в неоднородном пространстве // Труды. Вып.94. Радиотехника и электроника / Казан. авиац. ин-т.- Казань, 1968. С.3-12.
4. Использование СВЧ-энергии в с/х производстве // Сборник научных трудов. - Зерноград: ВНИПТИМЭСХ, 1989. 172 с.
5. Лесин В.В., Лисовец Ю.П. Основы методов оптимизации.- Москва: Изд-во МАИ, 1995, 341 с.
6. Микроволновые технологии в народном хозяйстве // Всероссийская научно-техническая конференция: Материалы докладов.- Казань: КГТУ, 1995. 72 с.
7. Моисеев Н.Н., Иванюков Ю.П., Столярова Е.М. Методы оптимизации: Учебное пособие.- М.: Наука, 1978. 351 с.
8. Кинг Р., Смит Г. Антенны в материальных средах.- Москва: Мир., 1984.
9. Радиотехника за рубежом / НИИЭИР.- М., 1993. 48 с. (Обзоры; Вып.2).
10. Финкельштейн М.И., Мендельсон В.Л., Кутев В.А. Радиолокация слоистых земных покровов // Советское радио.- М., 1977, 174 с.

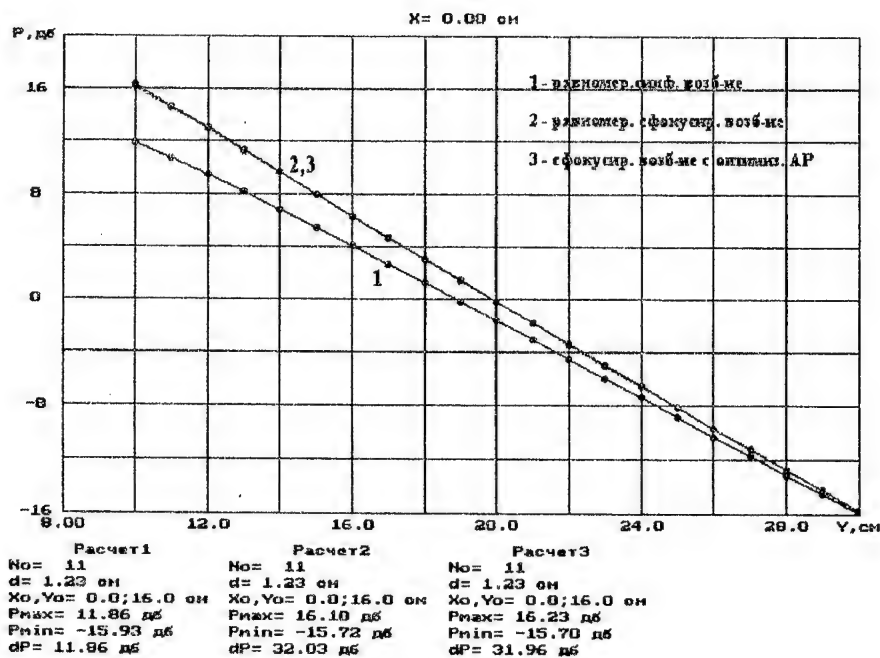


Рис.1
 $\alpha = 13.7; \beta = 180;$
сфокусировано в точку (0;16 см)

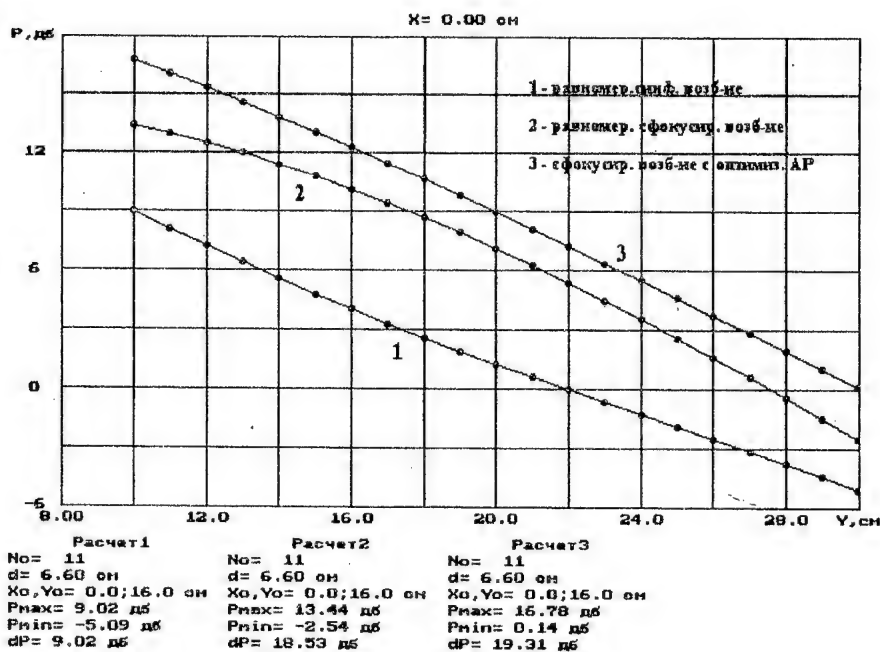


Рис.2
 $\alpha = 5.76; \beta = 47.5;$
сфокусировано в точку (0;16 см)

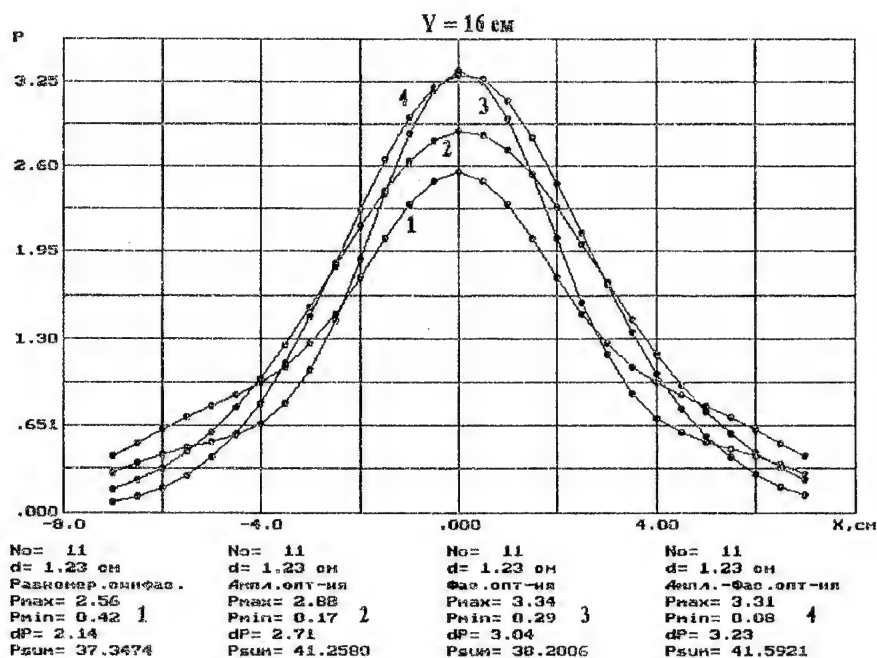


Рис.3
 $\alpha=13,7; \beta=180;$
 отрезок фокусировки (-7см; 7см)

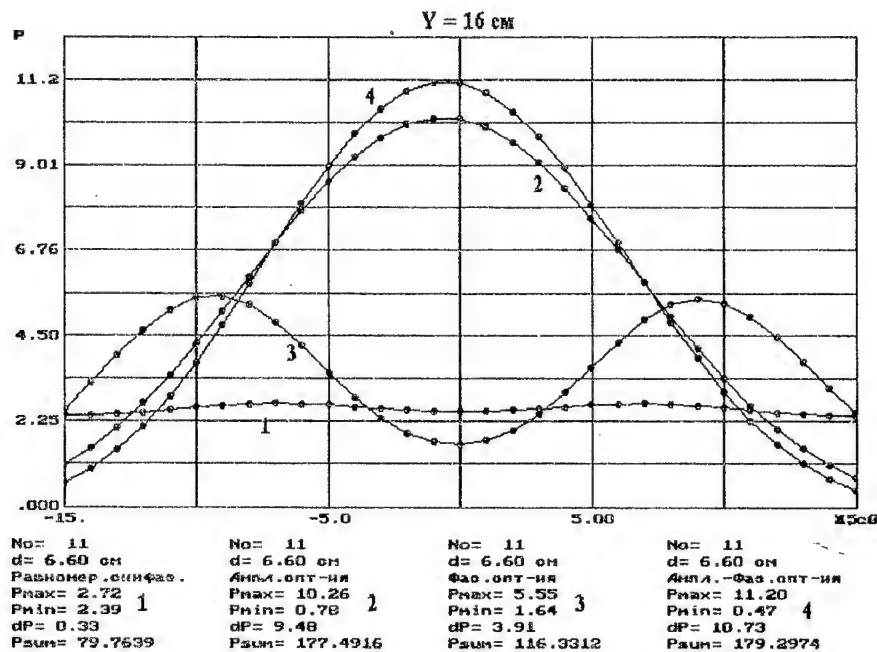


Рис.4
 $\alpha=5,76; \beta=47,5;$
 отрезок фокусировки (-35см; 35см)

СИНТЕЗ МНОГОЗОНДОВЫХ РАДИОВОЛНОВЫХ ДАТЧИКОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН С ПОВЫШЕННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ

А.С. Совлуков

Институт проблем управления РАН, 117806, Москва, Профсоюзная ул., 65

Тел./факс: (095) 369-3702, E-mail: sovlas@ipu.rssi.ru

Аннотация - Для радиоволновых измерений неэлектрических величин с повышенной чувствительностью предлагается использовать синтезируемые многозондовые датчики. С их применением обеспечивается многократное контактное или дистанционное зондирование электромагнитными волнами контролируемых объектов. Синтез таких датчиков осуществляется при встраивании циркуляторов или направленных ответвителей в исходные резонаторные или волноводные датчики. Указываются области применения синтезированных многозондовых датчиков и содержащих их измерительных устройств для измерений различных технологических параметров.

I. Введение

Большими функциональными возможностями для измерений неэлектрических величин обладают радиоволновые датчики [1]. Это подтверждается известными разработками таких датчиков, предназначенных для измерения параметров различных технологических процессов [2]. В то же время чувствительность этих датчиков к измеряемым величинам, их точность не всегда оказываются достаточными для решения поставленных задач.

Рассмотрим принципы построения радиоволновых датчиков, которые являются существенно более чувствительными по сравнению с известными датчиками аналогичного применения.

II. Принципы построения высокочувствительных датчиков

Основой для синтеза высокочувствительных радиоволновых датчиков является обеспечение возможности многократного (по меньшей мере двукратного) взаимодействия электромагнитных полей (волн) в них с контролируемыми объектами. Достигается это наличием у датчиков многих чувствительных элементов (зондов), на которые одновременно воздействует входная величина x , определяя в совокупности функцию преобразования (ФП) датчика.

Пусть $a_1(x), a_2(x), \dots, a_k(x)$ - функции преобразования, выражающие связь измеряемой величины x с выходными величинами k чувствительных элементов (ЧЭ) датчика. Тогда ФП датчика выражается следующим соотношением:

$$y=f(a_1(x), a_2(x), \dots, a_k(x)) \quad (1)$$

В датчике со многими ЧЭ осуществляется многовходовое воздействие x на ФП датчика, которое реализуется воздействием x на каждый из ЧЭ, входящих в состав датчика, формируя результирующую ФП. Чувствительность S_k датчика, содержащего k ЧЭ, к измеряемому параметру есть

$$S_k = \sum_{i=1}^k \frac{\partial f}{\partial a_i} \frac{\partial a_i}{\partial x} \quad (2)$$

При $a_1(x)=a_2(x)=\dots=a_k(x)=a(x)$ имеем $S_k=kS_1$, где S_1 - значение S_k при $k=1$.

Для датчиков, реализуемых на основе различных физических принципов, функции $a_1(x), a_2(x), \dots, a_k(x)$ выражают связь с x конкретных влияющих на ФП величин. Для радиоволновых датчиков это

могут быть электрическое $\vec{E}(x)$ и магнитное $\vec{H}(x)$ поля, значения диэлектрической $\epsilon(x)$ и магнитной $\mu(x)$ проницаемостей, объем $V(x)$, занимаемый электромагнитным полем, т. е.

$$a_i(x)=\{\vec{E}_i(x), \vec{H}_i(x), \epsilon_i(x), \mu_i(x), V_i(x)\}, i=1,2,\dots,k. \quad (3)$$

В частности, если радиоволновый датчик построен на основе отрезка длинной линии, то (3) может быть записано так:

$$a_i(x)=\{U_i(x), I_i(x), C_i(x), L_i(x), R_i(x), l_i(x)\}, i=1,2,\dots,k, \quad (4)$$

где $U_i(x), I_i(x)$ - напряжение и ток в области, подвергаемой воздействию x ; $C_i(x), L_i(x), R_i(x)$ - погонные емкость, индуктивность и сопротивление линии в этой области; $l_i(x)$ - длина участка линии, на который воздействует x .

Соответствуя известным методам повышения чувствительности лишь в части увеличения кратности взаимодействия с объектом, предлагаемые принципы, связанные с организацией датчиков со многими ЧЭ, методически являются более общими и связаны с использованием различных типов датчиков и их информативных параметров.

За счет двунаправленного зондирования контролируемого объекта можно вдвое повысить чувствительность радиоволновых датчиков. Это осуществимо с применением волноводных резонаторов, имеющих на обоих торцах ЧЭ, которые одновременно взаимодействуют с объектом. В зависимости от решаемой задачи ЧЭ здесь могут представлять собой: открытые торцы П-образных волноводных резонаторов (в бесконтактных датчиках малых расстояний, толщины листовых металлических материалов); погружаемые в контролируемую жидкость как участки таких волноводных резонаторов (в датчиках уровня жидкости), так и только их нагрузочные сопротивления (в датчиках физических параметров веществ, в том числе перемещаемых по трубопроводам); подсоединенные к обоим торцам волноводов тонкие (< 0.1 мм) металлические мембраны (в датчиках давления, расхода веществ, перемещаемых по трубопроводам; в последнем случае эти мембраны двух резонаторов, установленные снаружи трубопровода в двух сечениях вдоль его длины, встроены в стенки трубопровода); антенны, присоединенные к обоим торцам П-образного волновода и направленные в сторону контролируемого объекта (в бесконтактных датчиках расстояния, уровня веществ в емкостях, расстояния до движущегося объекта и его скорости). Информационным параметром таких датчиков может служить, в частности, резонансная частота электромагнитных колебаний, зависящая от измеряемого технологического параметра.

Для многократного (более, чем в два раза) повышения чувствительности применимы радиоволновые датчики со многими ЧЭ. Они базируются на использовании новых базовых элементов для построения радиоволновых датчиков - волноводных резонаторов с отдельным взаимодействием встречных волн с контролируемым объектом [3]. Такие датчики реализуются при встраивании в исходные резонаторы циркуляторов или направленных ответвителей для вывода из исходных резонаторов и ввода в них вновь провазимодействовавших с объектом волн. При этом могут быть синтезированы контактные и бесконтактные датчики различных технологических параметров: малых расстояний, толщины листовых материалов, расстояния до объектов, уровня веществ в бункерах, расстояния до движущегося объекта и его скорости, физических свойств веществ, в том числе перемещаемых по трубопроводам.

Выбором числа зондирований (числа ЧЭ) можно обеспечивать требуемую чувствительность датчиков и точность измерений. Например, за счет применения k ($k=2, 3, \dots$) ЧЭ в датчиках уровня вещества (или расстояния до контролируемого объекта), в которых используются модулированные по частоте электромагнитные волны, можно производить измерения, имея погрешность дискретного отсчета уровня (расстояния) $\Delta x_k = c/2k \Delta f$, что в диапазоне девиации частоты $\Delta f = 2$ ГГц (в пределах 9...11 ГГц) есть $\Delta x_k = 7.5/k$ см. Задавая требуемую точность измерения уровня (расстояния), можно определить необходимое число ЧЭ синтезируемых датчиков. Кроме того, в тех случаях, когда чувствительность датчиков и точность измерений являются достаточными и повышать их не требуется, применение многих ЧЭ позволяет упростить практическую реализацию измерительных устройств. Так, в вышеприведенном примере можно в k раз снизить диапазон Δf девиации частоты, что исключает необходимость применения генераторов с большой девиацией частоты.

III. Заключение

Многозондовые датчики для измерения различных неэлектрических величин, описанные выше, могут быть реализованы и на базе других физических, в частности волновых, методов. При этом основной проблемой является наличие функциональных элементов, обеспечивающих требуемую кратность взаимодействия. Достижимая чувствительность датчиков и точность измерений позволяют решать многие актуальные задачи измерительной техники.

IV. Список литературы

- [1] Виктор В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Высокочастотный метод измерений неэлектрических величин. М.: Наука, 1978. 280с.
- [2] Виктор В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1989. 208с.
- [3] Совлуков А.С. Принципы реализации радиоволновых датчиков неэлектрических величин с устройствами для управления характеристиками направляемых волн // 4-я Крымская конфер. "СВЧ-техника и спутниковый прием". Севастополь. Материалы конфер. 1994. С.141-145.

MULTIPROBE MICROWAVE SENSORS DESIGN FOR MEASUREMENTS OF NONELECTRICAL VALUES WITH IMPROVED SENSIVITY

Sovlukov A.S.

*Institute of Control Sciences, 65 Profsoyuznaya St., Moscow-117806, Russia
tel./fax (095) 369-3702, E-mail sovlukov@icsan.msk.su*

Synthesized multiprobe sensors are proposed for microwave measurements of nonelectrical values with improved sensitivity. Such sensors provide multiple contact or distant microwave sounding of monitored objects. The sensors design is realized through circulators or directional couplers introduction into the initial resonator or waveguide sensors. Examples of multiprobe sensors and such sensors-based measuring devices design for measurements of the different technological parameters are considered.

ОПТИЧЕСКИЙ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ДАТЧИК ДЛЯ ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЯ ВЫБРОСОВ ПЫЛИ ПРОМЫШЛЕННЫМИ ПРЕДПРИЯТИЯМИ

В.В.Евдокимов, И.Ф. Демьянков

ХТУРЭ, Харьков, Украина

Г.С.Сидоренко

ГНПО "Метрология", Харьков, Украина

Аннотация - Для решения задач природоохранного характера разработан оптический быстродействующий датчик для непрерывного контроля запыленности отходящих газов промышленных предприятий. При условии предварительной градуировки возможно измерение массовой концентрации пыли. Принцип действия датчика - оптический, сочетающий два метода: абсорбционный и интегрального светорассеяния. Рассмотрены вопросы построения вторичного преобразователя.

I. Введение

Наиболее приемлемыми для построения средств измерения концентрации пылевых выбросов промышленных предприятий являются оптические методы. Они не имеют многих недостатков, присущих другим методам непрерывного измерения концентрации пыли. Оптические методы являются наиболее простыми и надежными, позволяют выполнять измерения в широком диапазоне концентраций пыли в выбросах промышленных предприятий. Для конкретного физико-химического состава пыли точность измерений может быть достаточно высокой.

II. Основная часть

Известно, что интенсивность света, рассеянного под углом Θ объемом V , содержащим в единице объема N независимых частиц, выражается:

$$I_{\text{рас}}(\Theta) = \frac{3\lambda^2}{32\pi^3 R^2} I_0 C_v \frac{\int_0^\infty i(r, n, \lambda, \Theta) N(r) dr}{\int_0^\infty r^3 N(r) dr},$$

где I_0 -интенсивность падающего неполяризованного света; $i(r, n, \lambda, \Theta)$ - функция Ми, пропорциональная интенсивности света, рассеянного под углом Θ частицей радиуса r ; C_v - объемная концентрация частиц, $N(r)$ -распределение частиц по размерам.

На рис.1 приведены экспериментально полученные распределения $N(r)$ частиц пыли в отходящих газах вращающейся обжиговой печи производства огнеупорных материалов после всех стадий процесса очистки. Из приведенного распределения частиц по размерам видно, что около 40% выбрасываемых частиц имеет размер менее 10 мкм (при $C_v=0.1 \text{ г/м}^3$), а так же видна изменчивость дисперсного состава от степени очистки.

Сравнительные исследования датчиков рассеяния показали, что датчики с 0° геометрией (направление рассеянного света близко к направлению распространения прямого светового потока) обладают наибольшим отношением сигнал/шум для широкого интервала размеров частиц, от 1 до 20 мкм, что объясняется вытянутостью индикатрис рассеяния вперед. Датчик с 0° геометрией целесообразно применять для регистрации частиц, коэффициент преломления которых изменяется в широких пределах, т.к. в области малых углов определяющую роль в рассеянии играет дифракционная составляющая, которая не зависит от материала частицы.

Однако, применение метода светорассеяния ограничивает максимальное значение измеряемой концентрации из-за наличия многократного рассеяния света частицами пыли. На рис.2 приведена зависимость показаний измерителя от концентрации пыли в выхлопном газе обжиговой печи построенного на базе разработанного датчика. Анализ зависимости результатов измерений, показал, что при превышении концентрации пыли ($C > 0.5 \text{ г/м}^3$ для конкретного случая) наблюдается отклонение показаний от линейной зависимости. Для расширения диапазона измерений в конструкцию датчика введен канал выполняющий измерения по методу светопоглощения.

Структурная схема комбинированного датчика приведена на рис.3. Схема содержит источник рассеянного света 1, источник проходящего света 2, первую оптическую систему 3, гаситель 4 прямого пучка света, диафрагму 5, отрезок 7 газохода со входным смотровым окном 6 и выходным смотровым окном 8, вторую оптическую систему 9, фотодиод 10, предварительный усилитель 11, коммутатор 12, двухканальный синхронный детектор 13, устройство индикации и/или регистрации 14 и устройство управления 15. В качестве источников света использованы п/п светоизлучающие диоды с $\lambda = 0,66$ мкм. Рассеянный частицами пыли свет от первого источника 1 рассеянного света или прошедший с частичным поглощением свет от второго источника 2 проходящего света через выходное смотровое окно 8 поступает на вторую оптическую систему 9 и фокусируется на фотодиоде 10, где энергия света преобразуется в электрическую энергию. Усиленный, предварительным усилителем 11, сигнал с фотодиода 10 поступает на вход А аналогового коммутатора 12, который направляет его на один из выходов А1 или А2 в соответствии с двоичным кодом на адресных входах S1 и S2, вырабатываемых устройством 15 управления. Одновременно устройство 15 управления формирует опорный сигнал, который подается на вход В коммутатора 12 и на тактовый вход двухканального синхронного детектора 13. При этом импульсная последовательность на входе В коммутатора 12 осуществляет дополнительную 100%-ую амплитудную модуляцию включенного источника света, реализуя паузу между временем засветки первого 1 и второго 2 источников света, необходимую для выделения синхронным детектором 13 полезного сигнала. При этом один канал синхронного детектора 13 выделяет сигнал, пропорциональный интенсивности рассеянного света при включенном первом источнике 1 света, а второй канал - сигнал, пропорциональный интенсивности прошедшего света при включенном источнике 2 света. Устройство 14 индикации фиксирует результат измерения параметров.

Для исключения искажения результатов измерения за счет запыленности смотровых стекол необходимо не допустить попадания и оседания на них частиц пыли. Для этой цели можно использовать обдув стекол чистым воздухом.

III. Заключение

Разработанные датчики системы могут быть как самостоятельно, так и в составе автоматической системы. Возможно применение для управления работой очистных сооружений предприятий самого разного профиля.

Основные конструктивные и технико-эксплуатационные показатели датчика запыленности отходящих газов:

высокие эксплуатационные и метрологические характеристики датчика в широком диапазоне измеряемых концентраций запыленности- погрешность измерения $<25\%$,

слабая зависимость показаний от физико-химических свойств пыли, диапазон концентраций пыли $0,05-1 \text{ г/м}^3$, состав пыли моно-, полидисперсный,

высокое быстродействие- время измерения $<1 \text{ с}$,

возможность дистанционного получения результатов измерений и сопряжения с микропроцессорными системами, высокая надежность. Эффективность датчиков системы определяется их малым влиянием на ход измеряемых процессов, точностью и быстродействием выполняемых измерений.

Конструкция датчика отличается от известных предельной простотой, что может позволить реализовать широкое внедрение разработки.

OPTICAL HIGH-SPEED SENSOR FOR ROUTINE MONITORING OF DUST DISCHARGED BY INDUSTRIAL ENTERPRISES

Evdokimov V.V., Demjankov I.F.

KTURE, 14 Lenin St., Kharkov-310726, Ukraine

fax (0572) 40-91-13

Sidorenko G.S.

SIA "Metrology", 65 Mironositska St., Kharkov-310078, Ukraine

tel./fax (0572) 43-61-93

An optical high-speed sensor for routine monitoring of dust loading of gases discharged by industrial enterprises was developed to solve the problems of environment control. Dust mass concentration measurement is possible under the preliminary concentration conditions. The sensor operation principle is an optical one which combines two methods: absorption and integral light scattering with 0° geometry (the scattered light direction is close to the straight light direction). Application of these methods allows to obtain high operational and metrological characteristics of the sensor in wide range of dust loading concentrations being measured with a weak dependence of indications on physical and chemical properties of the dust. The problems of the secondary transducer design were considered.

Гистограмма распределения частиц по размерам $N(r)$

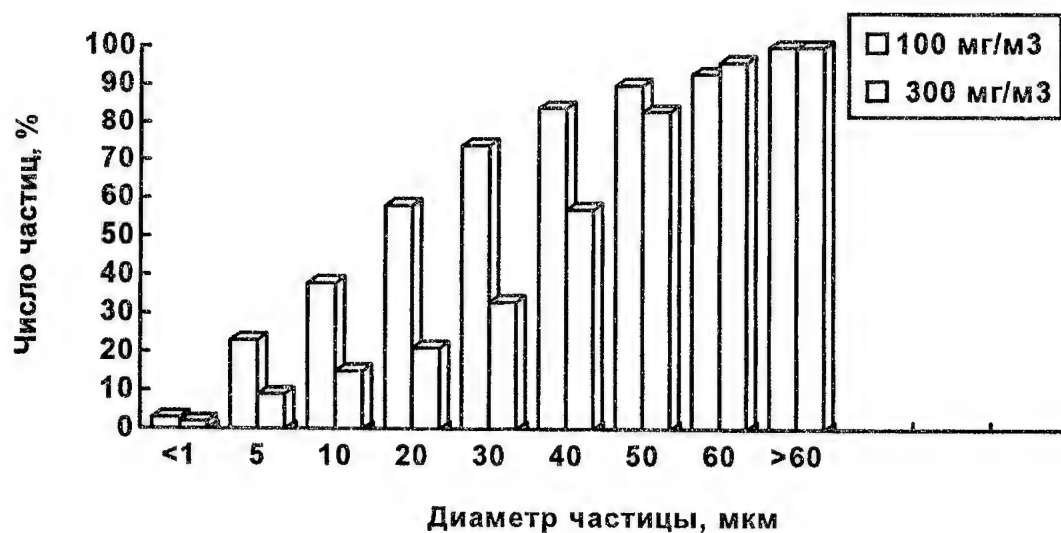


Рис.1

Зависимость показаний измерителя от концентрации пыли в газоходе

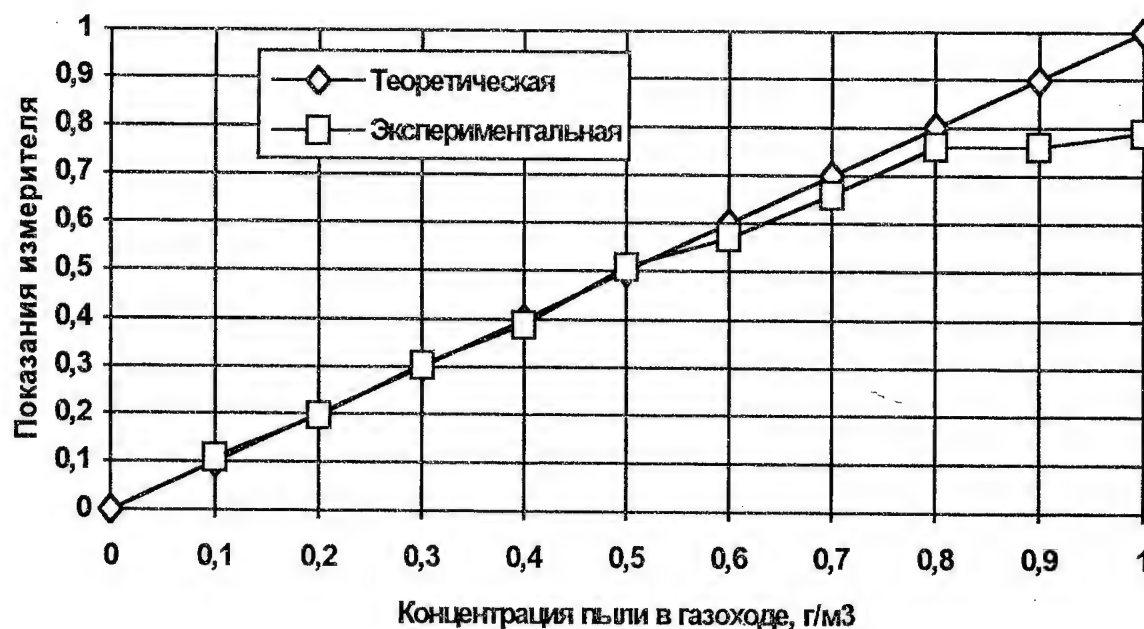


Рис.2

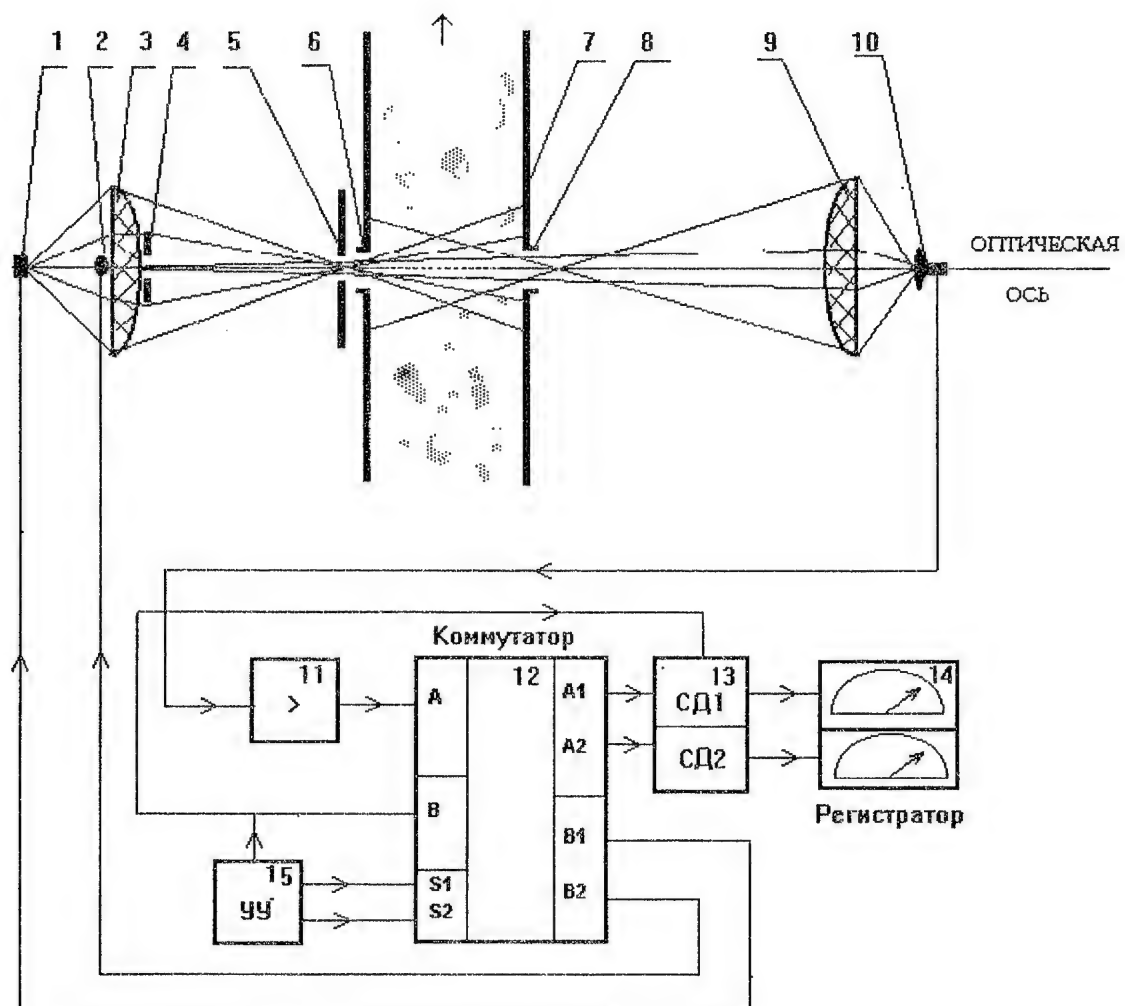


Рис. 3. Структурная схема оптического датчика запыленности газов

Устройства и системы аналоговой и цифровой обработки СВЧ-сигналов

Devices and Systems of Analog & Digital Processing of Microwave Signals

ОБОРУДОВАНИЕ И МЕТОДЫ ДЛЯ РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ ШУМОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ И АТМОСФЕРЫ

И.В. Брагин, А.А. Морозов, С.И. Брагин, В.П. Сгибнев, К.А. Победоносцев, В.Ф. Михайлов.....491

EQUIPMENT AND METHODS FOR RADIOMETRIC MEASUREMENT OF SURFACE AND ATMOSPHERE NOISE RADIATION

I.V. Bragin, A.A. Morozov, S.I. Bragin, V.P. Sgibnev, K.A. Pobedonostsev, V.F. Mikhailov

ПРИЕМ И ОБРАБОТКА ДАННЫХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ, ПОСТУПАЮЩИХ СО СПУТНИКА "СИЧ-1" ПО КАНАЛУ 466,5 МГц

В.В. Балабанов, В.Ф. Кулишенко, А.Б. Малков.....494

RECEPTION AND PROCESSING OF THE EARTH REMOTE SENSING DATA, COMING FROM THE "SICH-1" SATELLITE ON THE CHANNEL OF 466,5 MHz

V.V. Balabanov, V.F. Kulishenko, A.B. Malkov

ДВУХПЕТЛЕВОЙ ДЕМОДУЛЯТОР ЧМ-СИГНАЛОВ

Ю.Л. Лопарев, И.К. Саттаров, М.Ф. Тяхтин.....496

THE DOUBLE-LOOP FREQUENCY DEMODULATOR

Yu.L. Loparev, I.K. Sattarov, M.F. Tyukhtin

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ КАСКАДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В.Н. Бронников, И.Я. Денищенко, В.И. Литвиненко.....498

DIGITAL METHODS OF TRACKING AND FOCUSING IN REPRODUCTION LASER SYSTEMS

V.N. Bronnikov, I.Ya. Denishchenko, V.I. Litvinenko

АНАЛИЗ ПУТЕЙ ОПТИМИЗАЦИИ ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Л.М. Лобкова, В.М. Искв.....502

WAYS OF OPTIMIZATION OF DEMODULATORS OF SATELLITE TV SIGNALS

L.M. Lobkova, V.M. Iskiv

Application of demodulator, optimized for image signals, is offered. The demodulator consists of two channels, where isolate treatment of sound and image signals is made. The treatment is made in view of peculiarities of spectrum of satellite TV signals. Validation of the chosen treatment method and a flow chart of the demodulator are given. Liquifiable gain in signal/noise ratio is determined. Requirements to the single elements of the flow-chart for making the maximum of signal/noise ratio, are detailed.

THEORETICAL GAME SYNTHESIS OF SYSTEMS WITH ADAPTIVE PARALLEL PROCESSING OF IMAGE SIGNALS

В.К. Маригодов, И.Л. Афонин.....507

ТЕОРЕТИКО-ИГРОВОЙ СИНТЕЗ СИСТЕМ С АДАПТИВНОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ

В.К. Маригодов, И.Л. Афонин

Теоретико-игровой синтез систем переработки сигналов изображения основан на применении адаптивного параллельного предсказания и корректирования сигналов. Предварительная обработка сигналов изображения необходима в тех случаях, когда передача сигналов к системе распознавания образов или анализа изображений осуществляется по относительно протяженным каналам связи, работающим в условиях сложной помеховой обстановки. Показано, что системы с адаптивным параллельным предсказанием и корректированием сигналов имеют преимущество по сравнению с системами, использующими адаптивное последовательное предсказание, которое возрастает с увеличением степени корреляционных связей в обрабатываемом сигнале. Так, выигрыш в эффективности составляет $3 \cdot 10^4$.

ОБОРУДОВАНИЕ И МЕТОДЫ ДЛЯ РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ ШУМОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ И АТМОСФЕРЫ

Брагин И.В., Морозов А.А., Брагин С.И., Сгибнев В.П., Победоносцев К.А.
Особое Конструкторское Бюро Московского Энергетического института
г.Москва 111250, Красноказарменная 14
факс: (095)3625576, тел.: (095)2734001

Михайлов В.Ф.
Государственная Академия Аэрокосмического Приборостроения
С.Петербург 190000, Морская, 67
факс: (812)3157778, тел.: (812)2107036

Аннотация - Рассмотрены характеристики радиометрического оборудования ИСЗ и методика калибровки обработки научной информации, обеспечивающие измерение профиля температуры и позволяющие определить характеристики подстилающей поверхности по данным, полученным в 4-х частотных диапазонах.

I. Введение

Станции наклонного зондирования атмосферы, работающие в сантиметровом диапазоне волн являются важным инструментом физических явлений в атмосфере. Они позволяют проводить измерения, которые невозможно выполнить с помощью датчиков, работающих в других спектральных диапазонах (инфракрасном, видимом и ультрафиолетовом). Кроме того, технология для станции наклонного зондирования является перспективной и достаточно развитой для применения станций в оперативных системах мониторинга.

II. Основная часть

Функциональная схема радиометрического оборудования представлена на рисунке 1. В состав этого оборудования входит 4-х каналный радиометрический приемник и сканирующая параболическая антенна (рис.2) с совмещенным 4-х каналным облучателем и рефлектором. Рефлектор представляет собой усеченный параболоид диаметром 700 мм. Антенна обеспечивает полуциклоидальный обзор подстилающей поверхности при угле отклонения от направления на надир 40 угл. град.

Уровень боковых лепестков антенны около 25 дБ, а коэффициент рассеяния < 5 %.

Пространственное разрешение радиояркостной температуры составляет 0,8-0,95 от ширины диаграммы направленности (от 1 до 4° в зависимости от диапазона частот).

Радиометрические приемники диапазонов 0,8, 1,35, 2,25, 4,3 см принимают сигнал двух ортогональных поляризаций, чувствительность каналов в среднем не хуже, чем 0,15 К при усреднении 1 с в полосе 2,25 ГГц. Калибровка каналов осуществляется с помощью одного генератора шума, обеспечивающего шумовую температуру 300°К, и холодного космоса (4°К).

Задача воссоздания профиля температуры, а также влажности и структуры подстилающей поверхности решена с помощью плоскостной модели среды, где для каждого i -го слоя считается заданной матрица передачи $|T_i|$, шумовая температура T_i и задана внешняя температура фона T_Φ .

При наблюдении сигнала, прошедшего через сложную структуру, в диапазоне углов θ_j следует использовать систему уравнений:

$$T_{\theta j} = T_\Phi \left| \frac{1}{T_{11,\theta j}} \right|^2 + T_1 \left| \frac{T_{11,\theta 1}^{(1)} - 1 - T_{21,\theta 1}^{(1)}}{T_{11,\theta 1}} \right|^2 \frac{1}{\sum_{i=2}^n T_{11,\theta i}} +$$

$$+ \dots + T_{n-1} \left| \frac{T_{11,\theta i}^{(n-1)} - 1 - T_{12,\theta i}^{(n-1)}}{T_{11,\theta i}^{n-1}} \right|^2 \frac{1}{\sum_{i=1}^n T_{11,\theta i}} + T_n \left| \frac{T_{11,\theta j}^{(n)} - 1 - T_{21,\theta i}^{(n)}}{T_{11,\theta i}^n} \right|^2$$

где $T_{nm,\theta}^{(i)}$ - элемент матрицы перехода для значения угла θ_j . Решение системы уравнений для шумовых температур позволяет реконструировать вертикальный профиль температуры.

Предложенный метод позволяет воссоздать профиль температуры от высоты с точностью 0,5-3% при заданной ошибке в определении положения спутника.

Существующее контрольно-измерительное оборудование позволяет измерить характеристики радиометрической антенны в диапазоне 8-100 ГГц на основе усовершенствованного метода "искусственной луны". Точность измерений КПД и коэффициента усиления антенны не хуже, чем 0,5%, коэффициента рассеяния - не хуже, чем 1%. С помощью этой методики можно проводить измерение параметров антенны с радиометром на борту искусственного спутника, при этом определяется влияние спутника на параметры радиометрического комплекса.

Методом вторичных источников получено математическое описание флуктуирующего поля, излучаемого земной поверхностью и прошедшего через атмосферу с флуктуирующими параметрами. Анализ сигнала, прошедшего через плоский слой с флуктуирующим значением диэлектрической проницаемости при медленных стационарных флуктуациях показывает, что флуктуация параметров приводит к дополнительной шумовой компоненте выходного сигнала. Получены оценки уровня шумовой помехи, связанной с флуктуациями атмосферы.

III. Заключение

Рассмотрены характеристики многочастотного радиометрического оборудования и методики калибровки, обеспечивающие построение профиля температуры с точностью до 3 %.

EQUIPMENT AND METHODS FOR RADIOMETRIC MEASUREMENT OF SURFACE AND ATMOSPHERE NOISE RADIATION

Bragin I.V., Morozov A.A., Bragin S.I., Maslova N.S., Sgibnev V.P., Maslov S.E., Pobedonostsev K.A.

Special Design Office of Moscow Power Engineering Institute

14 Krasnokazarmennaya St., Moscow-111250, Russia

tel.: (095) 2734001, fax: (095) 3625576

Mikhailov V.F.

Academy of Aerospace Instrumentation, 67 Morskaya St., St.Petersburg-190000, Russia

tel.: (812) 2107036, fax: (812) 3157778

The characteristics of radiometric satellite equipment which provides the measuring of temperature profile and characteristics of the researched surface with the help of data, received in four-frequency ranges, have been considered.

Функциональная схема радиометрического оборудования



Рис.1

Антенная система

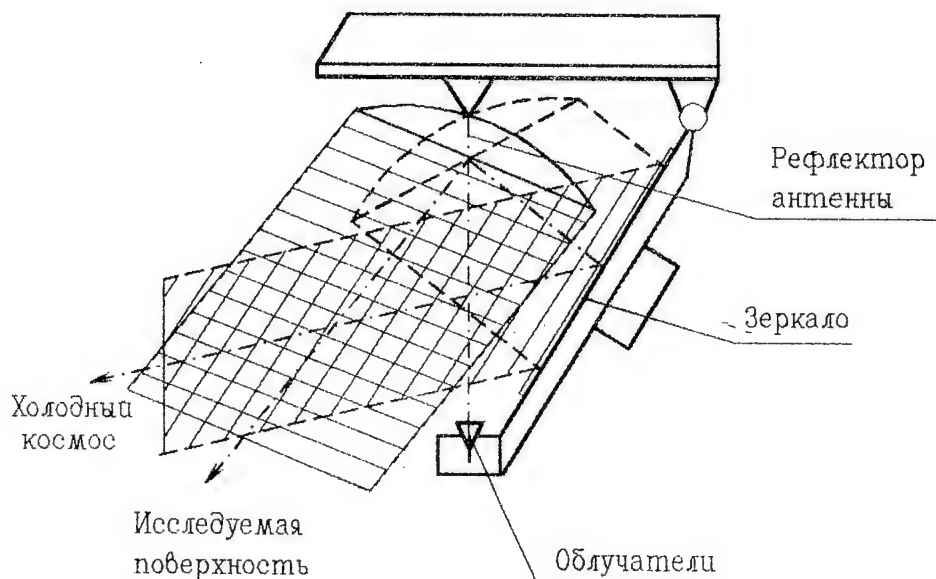


Рис.2

ПРИЕМ И ОБРАБОТКА ДАННЫХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ, ПОСТУПАЮЩИХ СО СПУТНИКА “СИЧ-1” ПО КАНАЛУ 466,5 МГц

Балабанов В.В., Кулишенко В.Ф., Малков А.Б.

НИИ радиотехнических измерений, 310054, Харьков, ул. Акад. Павлова, 171
тел. (0572) 26-41-83

Аннотация - Рассмотрены технические, эксплуатационные и информационные особенности функционирования станции приема и обработки спутниковой информации РАДМІР-466.

I. Введение

Комплекс приборов дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) на спутнике “Січ-1” включает многозональные сканерные устройства малого и среднего разрешения МСУ-М и МСУ-С, а также комплект радиофизической аппаратуры (РФА) - разработки НИИРИ: радиолокационную станцию бокового обзора РЛС БО и СВЧ радиометр РМ 08. Для формирования строк изображения бортовые приборы работают в режиме сканирования заданной полосы обзора со скоростью 4 строки в сек. -МСУ-М, РФА и 50 строк в сек - МСУ-С. Кадр изображения формируется за счет полета спутника. Данные от каналов сканерных устройств и приборов РФА образуют видеосигнал с временным уплотнением каналов. Для формирования радиосигнала используется частотная модуляция колебания с несущей частотой 466,5 МГц. Продолжительность сеанса со спутника может составлять 10 мин. при непосредственной передаче и 6 мин. при воспроизведении с бортового запоминающего устройства.

II. Основная часть

Наземная опытная станция приема (СП) РАДМІР-466, разработанная НИИРИ и расположенная на измерительном пункте вблизи г. Евпатории, включает следящую антенну, радиоприемное устройство, аппаратуру демодуляции и синхронизации, аппаратно-программный комплекс ввода и регистрации, комплект программ обработки и компьютер (К), что обеспечивает возможности привлечения информационных технологий. С помощью К не только осуществляется послесеансная обработка информации, но и выполняются в реальном масштабе времени следующие функции:

- программная распаковка по каналам и приборам и построчная привязка входных данных,
- формирование растровых изображений, отображение их на экране монитора К и запись их на жесткий диск в темпе приема,
- временная привязка строк принимаемых изображений с помощью меток системы единого времени.

Насыщенность выполняемых функций с учетом скорости поступления входных отсчетов - 480 кбайт/с и объемом информации за один сеанс до 170 Мбайт обусловили выбор К со следующими характеристиками: процессор Pentium, внутренняя шина PCI, объем HDD - 1 Гбайт, тактовая частота - 60 МГц.

1. Технические особенности

В целях удешевления и сокращения сроков при создании станции были использованы узлы приемной аппаратуры декаметрового диапазона волн и опыт России в создании подобных станций. Антенная система станций представляет собой фазированную решетку из 408 вибраторов, обеспечивающую ширину диаграммы направленности (ДН) по уровню -3 дБ, равную в угломестной плоскости 5 град. в режиме узкой ДН или 15 град в режиме широкой ДН. Управление движением антенны осуществляется в режимах автоматического сопровождения и программного наведения. Проблема прохождения “мертвой” зоны - при сопровождении траектории с кульминацией выше 75 град. - решается в режиме программного наведения с переходом на широкую ДН.

Радиоприемное устройство обладает параметрами, при которых обеспечивается превышение сигнала над шумом не менее, чем на 20 дБ при траекториях с кульминацией не ниже 12 град. При таком превышении обеспечивается нормальная работа частотного детектора и синхронизатора станции. Поскольку диапазон работы СП используется для сотовой радиотелефонной связи и для других радиотехнических средств, возникает проблема защиты от помех, наличие которых может приводить к срывам синхронизации и ухудшению качества принимаемых изображений. В условиях сложной сигнально-помеховой обстановки в станции предусмотрено включение автокомпенсатора помех, который подавляет сосредоточенные по спектру помехи не менее, чем на 20 дБ.

2. Эксплуатационные особенности

Уникальный характер каждого сеанса приема информации со спутника требует высокой надежности узлов станции и их постоянной готовности. Надежность достигается резервированием основных узлов и возможностью их оперативного подключения. Проверка готовности всех узлов, включая специальное программное обеспечение, осуществляется подключением имитатора сигнала. Во время сеанса операторами станций осуществляется контроль с помощью измерительных приборов, подключенным в разных сечениях приемо-регистрирующего тракта: выход радиосигнала на промежуточной частоте контролируется с помощью анализатора спектра, выход демодулятора - с помощью осциллографа, работа синхронизатора - с помощью частотомера и, наконец, на экране К в темпе приема отображаются изображения, принимаемые в разных каналах.

В станции предусмотрена статистическая аттестация сигнально-помеховой обстановки во время сеанса. В качестве обобщенного соотношения сигнал/помеха используется известная в статистике характеристика - расстояние Бхатачария [1], которая учитывает как энергетические различия сигнала и помехи, так и различия формы их спектра. Кроме того, предусмотрена оценка дисперсии флуктуационных шумов на однородных участках принимаемого изображения, которая характеризует пригодность изображения для дальнейшей тематической обработки.

3. Информационные особенности

После сеансной обработки принятых изображений может содержать от одного до трех этапов.

На первом этапе осуществляется первичная обработка: геометрическая и радиометрическая коррекция, географическая привязка. Для начальной привязки используется баллистические расчеты траектории подспутниковых точек. Уточнение географической привязки проводится с использованием опорных точек и электронных контурных карт. Этап заканчивается составлением аннотаций.

На втором этапе проводится предварительная обработка, улучшающая качество принятых изображений и включающая три раздела: сглаживание шумов, повышение локальных контрастов и градиационную коррекцию. Набор процедур в каждом разделе отобран с учетом специфики изображений, полученных от бортовых приборов.

На третьем этапе проводится тематическая обработка, содержащая статистические процедуры сегментации, классификации с обучением и выделения заданных классов [2].

III. Заключение

При приеме данных ДЗЗ со спутника "Сич-1" по каналу 466.5 МГц в отличие от канала 137 МГц обеспечивается возможность регистрации потока информации МСУ-С в режиме 50 строк/сек., а в режиме 4 строки/сек. реализуется наивысшее разрешение бортовых датчиков (РЛС БО, РМ 08, МСУ-М).

IV. Список литературы

- [1] Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания образов. М.: Наука, 1979. 368 с.
- [2] Балабанов В.В. Классификация аэрокосмических изображений при различном уровне априорной информации // В сб.: Методы обработки сигналов и полей. Ульяновск, 1995. С. 44-53.

RECEPTION AND PROCESSING OF THE EARTH REMOTE SENSING DATA, COMING FROM THE "SICH-1" SATELLITE ON THE CHANNEL OF 466,5 MHz

Balabanov V.V., Kulishenko V.F., Malkov A.B.

SRI of Radio Engineering Measurements, 271 Ak. Pavlov St., Kharkov-310054, Ukraine
fax (0572) 26-41-12

Technical characteristics of the RADMIR-446 station of reception, developed by SRUREM and introduced into operation at the measuring post near Yevpatoria, are given. Operational peculiarities, the main of which is statistical certification of reception conditions, are considered. Possibilities of the after session processing which includes geometrical and radiometrical correction of images, their geographical referencing, improvement of the quality and topical processing, are given. The results of images processing from satellite "Sich-1" have been taken as illustration.

ДВУХПЕТЛЕВОЙ ДЕМОДУЛЯТОР ЧМ СИГНАЛОВ

Ю.Л.Лопарев, И.К.Саттаров, М.Ф.Тюхтин

Казанский государственный технический университет им. А.Н.Туполева

Аннотация - Рассматриваются способы снижения порогового отношения сигнал/шум при демодуляции ЧМ сигналов. Исследуется двухпетлевой демодулятор, построенный на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), охваченной дополнительной петлей обратной связи по частоте (ОСЧ), что позволяет уменьшить индекс модуляции в тракте ПЧ и добиться, таким образом, уменьшения порога. Учитывая то, что в случае использования в качестве гетеродина приемника синтезатора частоты реализация ОСЧ затруднена, предлагается применение в данном случае схемы синтезатора с понижением частоты гетеродинированием, осуществляя замыкание петли ОСЧ через петлю ФАПЧ синтезатора частоты. Приводится реализующая описываемые решения структурная схема тюнера спутникового телевидения.

I. Введение

В связи с развитием сети вещательных геостационарных спутников приобретает все большую актуальность разработка приемных систем, способных осуществлять прием и качественную демодуляцию слабых сигналов на границах зон обслуживания и при различных погодных условиях. Качество приема при этом в значительной степени зависит от пороговых свойств демодулятора ЧМ сигналов, что предъявляет повышенные требования к его схемотехнике. Целью настоящей работы является разработка и исследование помехоустойчивости двухпетлевого ЧМ-демодулятора.

II. Основная часть

В радиотехнических системах различного назначения для приема частотомодулированных (ЧМ) сигналов часто применяют демодуляторы, построенные на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), называемые также синхронно-фазовыми демодуляторами (СФД). Они обладают значительно лучшим пороговым отношением сигнал/шум (порогом), чем, например, детекторы отношений. Дальнейшего снижения порога можно добиться, охватив СФД дополнительной петлей обратной связи по частоте (ОСЧ), поскольку его пороговые свойства заметно зависят от индекса модуляции на его входе [3]. Рассмотрим один из способов осуществления ОСЧ.

Классическая схема ОСЧ заключается в подаче сигнала с выхода ЧМ-демодулятора на гетеродин приемника, выполненного по супергетеродинной схеме. Колебания гетеродина, таким образом, оказываются промодулированными по частоте, что приводит к уменьшению индекса модуляции в тракте ПЧ. Однако в случае использования в качестве гетеродина синтезатора частоты реализация такой схемы затруднена.

Известна схема синтезатора частоты с понижением частоты гетеродинированием, у которого сигнал на делитель частоты поступает не непосредственно с генератора, управляемого напряжением (ГУН), а с дополнительного смесителя, выделяющего сигнал разностной частоты: $f_{\text{см}} = f_{\text{ГУН}} - f_{\text{подст.}}$. Понятно, что в этом случае выходная частота ГУН зависит от частоты т.н. генератора "подставки". Предлагается вариант ОСЧ, при котором сигнал с выхода СФД модулирует по частоте колебания именно генератора "подставки", а выходной сигнал синтезатора частоты окажется также промодулированным по частоте в результате работы его системы ФАПЧ. Таким образом, замыкание петли ОСЧ происходит через петлю ФАПЧ синтезатора частоты.

III. Заключение

Результаты исследования показывают, что осуществление ОСЧ возможно и при использовании в качестве гетеродина приемника синтезатора частоты. Кроме того, благодаря инерционности петли ФАПЧ синтезатора петля ОСЧ в этом случае может выполнять и функции системы АПЧГ.

IV. Список литературы

- [1] Кляппер Дж., Фрэнкл Дж. Системы фазовой и частотной автоподстройки частоты. Пер. англ. под ред. Фомина. - М.: Энергия, 1977. - 440 с.
- [2] Кантор Л.Я., Дорофеев В.М. Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов. - М.: Связь, 1977. - 330 с.
- [3] Лобкова Л.М., Иськив В.М., Мишарева Н.И., Стельмах В.В. Понижение порогового уровня демодулятора приемной системы спутникового непосредственного телевизионного вещания. // В сборнике материалов 3 Крымской конференции "СВЧ техника и спутниковый прием", т.3, с.221-224.

THE DOUBLE-LOOP FREQUENCY DEMODULATOR

Loparev Yu.L., Sattarov I.K., Tyukhtin M.F.

Kazan State Technical University n. a. Tupolev, P.O. Box 102, Kazan-420021, Russia
tel. 8432 388422

For frequency demodulation threshold signal/noise ratio reduction means are considered. The double-loop demodulator constructed on the base of a phase-locked loop (PLL) comprehended by additional frequency feedback loop is investigated. This permits to decrease modulation index in the IF tract and so to obtain the decreasing of threshold. In respect that in the case of employment of frequency synthesizer as receiver oscillator, realization of frequency feedback is obstructed, the using of circuit of synthesizer with downconverting is suggested. In that case frequency feedback loop locks via frequency synthesizer PLL. The scheme of satellite TV tuner realizing the described solutions is exemplified.

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ КАСКАДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В.Н.Бронников, И.Я.Денищенко, В.И.Литвиненко
НИИКА, г. Донецк

Аннотация - Рассмотрен каскадный метод формирования и приема сигналов. Оценены помехоустойчивость и эффективность передачи дискретных сообщений в стационарном гауссовском канале. Показана возможность получения энергетического выигрыша 8...8,8 дБ при информационной и частотной эффективностях 0,51...0,6 и -14...-16 дБ, соответственно, в случае вероятности ошибки $P=0,00001$.

1. Введение

Каскадные коды (КК) имеют наиболее высокие помехоустойчивость (β -эффективность), частотную (γ) и информационную (η) эффективности [1...4]. Однако эти характеристики могут быть более высокими [1]. Цель работы - поиск более помехоустойчивых и эффективных методов передачи сообщений (с учетом возможности реализации приема сигналов).

2. Основная часть

Рассмотрим помехоустойчивость и эффективность передачи двоичных, равновероятных, статистически независимых символов через гауссовский стационарный канал связи для случая, когда известны все неинформационные параметры в месте приема.

Будем использовать комбинированную модуляцию. Последняя заключается в использовании двух одинаковых комбинированных модуляций квадратурных составляющих сигнала. При этом производится бинарная фазовая модуляция совместно с М-ичной (амплитудной) времяимпульсной модуляцией (ВИМ). Автономное использование обоих квадратурных составляющих сигнала обеспечивает более высокую частотную эффективность, а применение многопозиционной модуляции - более высокую помехоустойчивость. В качестве кодов 1-го уровня (внутренних) будем использовать относительно короткие коды или мажоритарные коды (М-коды), позволяющие производить оптимальное (квазиоптимальное) декодирование [4, 5, 7...9]. В качестве кодов 2-го уровня будем использовать (простейшие) М-ичные коды $(n_2, n_2-1, 2)$, позволяющие производить просто декодирование.

М-ичный сигнал с упомянутой комбинированной фазовой и времяимпульсной модуляцией (ФВИМ) будем формировать, как функцию $g = \text{LOG}(M)$ одноименных двоичных символов g кодовых слов КК.

Используем алгоритм приема, включающий в себя согласованную (квазисогласованную) с элементарным сигналом фильтрацию, когерентное детектирование и многоуровневое

декодирование. В результате фильтрации и детектирования М-ичного сигнала для декодирования на 1-м уровне имеется $M=2^{*g}$ скалярных произведений между принятым сигналом, искаженным аддитивной гауссовской помехой, и его возможными реализациями. Будем выбирать величины временных сдвигов в ФВИМ кратными длительности радиоимпульсов ФВИМ. Тогда множество сигналов будет биортогонально и по помехоустойчивости тождественно биортогональному коду.

Применим к этому сигналу процедуру декомпозиции [9]. Последняя заключается в преобразовании упомянутых скалярных произведений в логарифмы отношения правдоподобия значений кодовых символов. Поэтому здесь имеет место отсутствие потерь информации (потерь в энергетическом выигрыше от кодирования (ЭВК)). Декодирование 1-го уровня будем производить "в целом" [7] (оптимальное) или аналоговое квазиоптимальное (при использовании М-кодов) [4, 5, 7, 8], при котором потери в ЭВК практически отсутствуют (их можно не учитывать). Оба эти метода декодирования позволяют определить два наиболее вероятных значения

$Y_{j2}^{(s)}$ $s=1,2$ оценки каждого кодового слова $Y_{j2}=\{y_{j1j2}\}_{j1=1}^{n1}$, где $j2=1, n2$, $n1$ - количество кодовых символов $y_{j1j2}=0,1$ кода 1-го уровня кодирования, и логарифмы отношения их правдоподобия $d_{j2}^{(12)} = C_{j2}^{(1)} - C_{j2}^{(2)} > 0$, где $C_{j2}^{(1)}, C_{j2}^{(2)}$ - скалярные произведения:

$$C_{j2}^{(1)} = \sum_{j1=1}^{n1} L_{j1j2} * (2 * y_{j1j2} - 1), C_{j2}^{(2)} = \sum_{j1=1}^{n1} L_{j1j2} * (2 * y_{j1j2} - 1), \quad (1)$$

L_{j1j2} - упомянутые логарифмы отношения правдоподобия кодовых символов y_{j1j2} . Логарифм обратного отношения правдоподобия

$d_{j2}^{(21)} = -d_{j2}^{(12)}$. Используя проверочное соотношение кода $(n2, n2-1, 2)$, найдем 2^{*k2} возможных значений оценок символов Y_{j2} :

$$Y_{j2}^{\wedge} = \left(\sum_{j2}^{n2} -Y_{j2}^{(s)} \right) + Y_{j2} \bmod M1 \quad j2 = 1, k2, \quad (2)$$

в дополнение к 2-м уже имеющимся $Y_{j2}^{(s)}$ $s=1,2$, $-Y$ - символ, обратный символу Y по сложению [4], $M1=2^{*k1}$. Логарифмы отношения правдоподобия d_{j2}^{\wedge} этих значений Y_{j2}^{\wedge} определяется соответствующими суммами отношений правдопо-

добия $d_{j2}^{(12)}, d_{j2}^{(21)}$. Суммированием значений d_{j2}^{\wedge} со значениями

$d_{j2}^{(12)}, d_{j2}^{(21)}$, соответствующими одним и тем же возможным значениям оценок символов, найдем логарифмы отношения правдоподобия последних. Выбирая наибольшие, найдем наиболее правдоподобные значения переданных символов Y_{j2}

$j_2=1, k_2$ и тем самым определим переданные информационные двоичные символы.

Найдем вероятность ошибки P_0 приема рассмотренной сигнальнокодовой конструкции (СКК), используя формулу полной вероятности и приравняв единице условную вероятность ошибки приема символов Y_{j_2} , когда их значения не входят в множества возможных значений, определяемых (2)

$$\text{и } Y_{j_2}^{(s)} \quad s = 1, 2. \text{ Тогда} \\ P_0 = P_{11} * P_{1k} * 1 + [P_{11} * (1 - P_{1k}) + (1 - P_{11}) * P_{1k}] * P_1 + (1 - P_{11}) * (1 - P_{1k}) * P_2, \quad (3)$$

$$\text{где } P_1 = \exp[-Q * D + \ln(N_0 * N_1) - 0,5 * \ln(4 * \pi * Q * D)] \quad [6], \quad (4)$$

Q - отношение энергии элементарной посылки к спектральной плотности мощности шума N_0 ;

N_0, N_1 - количества минимальных расстояний между биортогональными сигналами и кодовыми словами 1-го уровня кодирования,

$$D = d_0 * d_1 * k_0 * k_1 * (n_2 - 1) / (n_0 * n_1 * n_2), \quad (5)$$

n_0, k_0, d_0 - параметры биортогонального кода (n_0, k_0, d_0) , эквивалентного упомянутому M -му сигналу,

k_1 - количество информационных символов 1-го уровня кодирования,

$$P_{11} = P_1^{**1,5} \quad [10], \quad (6)$$

$$P_{1k} = 1 - (1 - P_{11})^{**k_2}, \quad (7)$$

$$P_2 = \exp[-Q * 2 * D + \ln(N_2) - 0,5 * \ln(4 * \pi * Q * 2 * D)], \quad (8)$$

$$N_2 = k_2 + k_2 * (k_2 - 1) / 2 \quad (9)$$

- количество минимальных расстояний между кодовыми словами 2-го уровня кодирования.

Вероятность ошибки, приходящаяся на один бит информации [6],

$$P_6 = P_0 * d_0 * d_1 * d_2 / (n_0 * n_1 * n_2). \quad (10)$$

По заданному значению P_6 из (3...10) определим энергетическую эффективность [1] $\beta = 1/Q$. Частотная и информационная эффективности равны соответственно [1]:

$$\gamma = 2 * k_0 * k_1 * k_2 / [n_1 * n_2 * 2^{**k_0}], \quad \eta = \gamma / \log(1 + \gamma / \beta).$$

Для $P_6 = 0,00001$ в таблице приведены результаты расчета по приведенным формулам для информационной эффек-

	КК		КСС	
	(64, 7) (127, 95)	$v=7$ $R=1/2$ 511, 479	$n_0=64, k_0=7$ $n_1=21, k_1=11$ $n_2=8, k_2=7$	$n_0=32, k_0=6$ $n_1=21, k_1=11$ $n_2=5, k_2=4$
$\Delta\beta$, дБ	6, 9	7	8, 8	8
$\Delta\gamma$, дБ	-13, 9	-6, 3	-16	-14
η	0, 4	0, 6	0, 6	0, 51

тивности и выигрышей в энергетической $\Delta\beta = \beta + 9,6$ дБ и частотной $\Delta\gamma = \gamma - 3$ дБ эффективностях КСС по отношению к системе связи с двухкратной фазовой модуляцией (когда $\eta = 0,47$, $\Delta\gamma = \Delta\beta = 0$). Там же приведены характеристики каскадных кодов (КК), составленных из кодов Рида-Соломона (127,95) [4], (511,479) [3], биортогонального (64,7) и сверточного со скоростью $R=1/2$ и кодовым ограничением $v=7$. Из таблицы следует конкурентоспособность КСС по энергетической и информационной эффективностям.

3. Заключение

Рассмотренная каскадная система связи конкурентоспособна по сравнению с рассмотренными по помехоустойчивости, но уступает по частотной эффективности. Однако в ряде случаев это не является недостатком. Например, иногда используют шумоподобные сигналы (ШПС) с большой частотной избыточностью и не получают энергетического выигрыша ($\Delta\beta=0$). В таких случаях рассмотренная система связи является конкурентоспособной. При этом целесообразно заменить используемые здесь радиоимпульсы на ШПС.

4.Список литературы

- [1] Зюко А.Г., Фалько А.И., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Иващенко П.В., Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. М., Радио и связь, 1985.
- [2] Блох Э.Л., Зяблов В.В., Обобщенные каскадные коды. М., Связь, 1976.
- [3] Злотник Б.М., Помехоустойчивые коды в системах связи. М., Радио и связь, 1989.
- [4] Кларк Дж. мл., Кейн Дж., Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. М., Радио и связь, 1987.
- [5] Туркин А.И., Рекуррентный прием сложных сигналов. М., Радио и связь, 1988.
- [6] Тепляков И.М., Рощин Б.В., Фомин А.И., Вейцель В.А., Радиосистемы передачи информации. М., Радио и связь, 1982.
- [7] Финк Л.М., Теория передачи дискретных сообщений. М., Связь, 1970.
- [8] Бородин Л.Ф., Введение в теорию помехоустойчивого кодирования. М., Советское радио, 1968.
- [9] Бронников В.Н., Денищенко И.Я., Применение метода декомпозиции при декодировании итеративных кодов. Доклад на 2-ой МНТК UkrTeleCom-95, Одесса, 1995.
- [10] Левин Б.Р., Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1-я. М., Советское радио, 1969.

DISTURBANCE IMMUNITY AND EFFECTIVENESS OF CHAIN COMMUNICATION SYSTEM

Bronnikov V.N., Denishenko I.Y., Litvinenko V.I.

Research Institute of Complex Automation, 2 Batishev St., Donetsk-340004, Ukraine

tel. (0622) 58-72-54

The disturbance immunity and effectiveness of discrete messages transmission in gaussian stationary channel by means of signal-code construction, including biorthogonal signals, modulated by cascade code binary symbols of the same name, has been examined. In the 1-st cascade the majority code is used, and in the 2-nd - M-th code ($n, n-1, 2$) is considered. The reception algorithm includes the matched filtering, synchronous detection and multilevel "decoding". In the first level, as a result of information decomposition, logarithms of likelihood ratio of code binary symbols are found. Analog "decoding" is implemented. As a result of that the most probable values of M-th symbols and their logarithms of likelihood ratio are found. Using the latest and code checking relationships ($n, n-1, 2$), the values of M-th and binary symbols are found. It is found that at the error probability of reception of binary symbol $P = 0.00001$, at information and frequency effectiveness of 0.51...0.6 and -14...-16 dB, the power gain is 8...8.8 dB.

АНАЛИЗ ПУТЕЙ ОПТИМИЗАЦИИ ДЕМОДУЛЯТОРОВ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Л.М. Лобкова, В.М. Иськив
Сев.ГТУ, 335053, Севастополь, Стрелецкая балка

Аннотация

Для повышения качества изображения при приеме сигналов спутникового телевидения с малым уровнем предлагается использование демодулятора, оптимизированного для сигналов изображения. При этом демодулятор содержит два канала в каждом из которых производится раздельная обработка сигналов звука и изображения соответственно.

Обработка производится на основе учета особенностей спектра сигналов спутникового телевидения. Приводится обоснование выбранного метода обработки, структурная схема демодулятора. Определена величина ожидаемого выигрыша в отношении сигнал/шум, детализированы требования к отдельным элементам структурной схемы для получения максимального отношения сигнал/шум на выходе демодулятора.

I. Введение

При приеме сигналов спутникового телевидения (СТВ) с малым уровнем на выходе демодулятора появляются импульсы порогового шума, которые выглядят на изображении в виде контрастных черных и белых штрихов и делают изображение непригодным для визуального восприятия [1]. Сигналы звукового сопровождения, передаваемые с помощью частотной модуляции поднесущих, с выхода демодулятора поступают в канал звука, где после узкополосной фильтрации детектируются частотным детектором канала звука. Благодаря такому способу передачи сигналы звукового сопровождения существенно меньше подвержены действию пороговых шумов. В связи с этим стоит задача создания приемной системы сигналов СТВ оптимизированной для сигналов изображения.

II. Основная часть

Для решения этой задачи необходимо проанализировать особенности передаваемого сигнала с точки зрения возможности выделения сигналов изображения.

При передаче сигналов СТВ несущая модулируется по частоте суммой полного цветового телевизионного сигнала и сигналов звукового сопровождения расположенных на поднесущих в диапазоне от 5.5 до 8 МГц. В связи с тем, что сигнал изображения является периодическим сигналом, он может быть разложен в ряд Фурье, и, поскольку на передающей стороне спектр сигнала изображения ограничивается сверху частотой $F_{\text{в}} = 6$ МГц для стандарта SECAM и $F_{\text{в}} = 5$ МГц для стандарта PAL [2], сигнал изображения может быть представлен в виде конечной суммы:

$$U(t) = \sum_{i=0}^N S_i \cdot \cos(\Omega_i \cdot t + \varphi_i). \quad (1)$$

Тогда ЧМ сигнал будет иметь вид:

$$u_{\text{ЧМ}} = U_0 \cdot \text{Re}(\exp j \cdot (\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \cdot \prod_{i=0}^N \exp j \cdot (m_i \cdot \sin(\Omega_i \cdot t + \varphi_i))), \quad (2)$$

где: $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ - несущая частота, $m_i = \omega_{di} / \Omega_i$ - индексы частотной модуляции, $\omega_{di} = K_{чм} \cdot S_i$ - девиация частоты, $K_{чм}$ - крутизна модуляционной характеристики модулятора.

С учетом свойств функций Бесселя [3], полученное выражение примет вид:

$$u_{чм} = U_0 \cdot \operatorname{Re} \left[\exp j \cdot \left\{ \prod_{i=0}^N \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_i) \cdot \exp(j \cdot (\omega_0 + n \cdot \Omega_i) \cdot t + n \cdot \varphi_i + \varphi_0) \right) \right\} \right]. \quad (3)$$

В соответствии с полученным выражением, спектр модулированного сигнала будет содержать, в общем случае, бесконечный набор составляющих с частотами, определяемыми комбинациями гармоник составляющих модулирующего сигнала Ω_i друг с другом и с несущей частотой ω_0 . Уровни этих гармоник определяются произведением соответствующих значений функций Бесселя.

Проанализируем состав спектра ЧМ сигнала для конкретного случая. Возьмем в качестве примера модулирующего сигнала видеосигнал в стандарте SECAM типа голубое поле на интервале передачи строки содержащей цветоразностный сигнал В-У. При этом в видеосигнале будет присутствовать постоянная составляющая и поднесущая сигнала цвета. Для выбранного сигнала девиация частоты поднесущей будет максимальной и равной 280 кГц, то есть абсолютное значение частоты поднесущей в это время будет равно $F_1 = 4.686$ МГц а амплитуда $S_1 = 0.35$ В. При пиковой девиации частоты $f_d = 16$ МГц крутизна модуляционной характеристики модулятора: $K_{чм} = f_d / S = 16 / 0.5 = 32$ [МГц/В], а индекс модуляции $m_1 = K_{чм} \cdot S_1 / F_1 = 32 \cdot 0.35 / 4.686 = 2.39$. Тогда ЧМ сигнал в соответствии с (3) примет вид:

$$u_{чм} = U_0 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_1) \cdot \cos((\omega_0 + n \cdot \Omega_1) \cdot t + \varphi_1 + \varphi_0).$$

Таким образом в спектре выходного сигнала будут присутствовать составляющие с частотами $f_0 \pm n \cdot F_1$ и относительными амплитудами равными $J_n(2.39)$. Значения амплитуд приведены в таблице 1.

Таблица 1.
Значения амплитуд составляющих спектра ЧМ сигнала при $m = 2.39$

	f_0	$f_0 \pm F_1$	$f_0 \pm 2 F_1$	$f_0 \pm 3 F_1$	$f_0 \pm 4 F_1$	$f_0 \pm 5 F_1$	$f_0 \pm 6 F_1$	$f_0 \pm 7 F_1$
J_n	0.008	0.522	0.429	0.196	0.063	0.016	0.003	0.0006

Из этой таблицы видно, что если пренебречь гармониками с уровнями меньше 0.01, то достаточно принять во внимание гармоники с номерами до 6.

Для сигнала звукового сопровождения на поднесущей звука $F_2 = 6.5$ МГц и амплитудой $S_2 = 0.1$ В получаем индекс модуляции $m_2 = 32 \cdot 0.1 / 6.5 = 0.49$. Относительные значения амплитуд $J_l(m_2)$ приведены в таблице 2.

Таблица 2.
Значения амплитуд составляющих спектра ЧМ сигнала при $m = 0.49$

	f_0	$f_0 \pm F_2$	$f_0 \pm 2 F_2$	$f_0 \pm 3 F_2$	$f_0 \pm 4 F_2$	$f_0 \pm 5 F_2$
J_l	0.941	0.238	0.029	0.002	0.00015	0.00007

Из этой таблицы видно, что по l можно учитывать гармоники с номерами до 3 включительно (то есть всего 7 составляющих), а остальными можно пренебречь (так же как для J_n). Тогда общий ЧМ сигнал будет иметь вид:

$$u_{\text{ЧМ}} = \text{Re} \left[U_0 \cdot \exp j \cdot (\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \cdot \left\{ \sum_{n=-6}^6 J_n(m_1) \cdot \exp(j \cdot n \cdot (\Omega_1 \cdot t + \varphi_1)) \right\} \times \right. \\ \left. \times \left\{ \sum_{l=-3}^3 J_l(m_2) \cdot \exp(j \cdot l \cdot (\Omega_2 \cdot t + \varphi_2)) \right\} \right] \quad (4).$$

На рисунке 1 представлен вид спектра $G(f)$ полученного сигнала, где цифрами 1-6 отмечены составляющие соответствующие сигналу изображения, а 7-8 - сигналу звукового сопровождения. Причем, поскольку полученные спектры симметричны относительно частоты f_0 , на рисунке представлена только часть спектра, лежащая выше частоты f_0 .

Из выражения (4) следует, что каждая спектральная составляющая сигнала изображения перемножается с каждой составляющей спектра сигнала звукового сопровождения. Вследствие этого во-первых расширяется общая ширина спектра, и, как следствие, шумовая полоса приемного устройства, во-вторых энергия сигнала, несущего информацию об изображении оказывается рассредоточенной по всему спектру и замешанной с информацией звукового сопровождения. Разделить эти компоненты фильтрационными методами невозможно.

Проблема может быть решена в том случае, если уменьшить индекс модуляции для всех составляющих спектра исходного сигнала, а это возможно только при переходе от частотной модуляции к фазовой (примеры подобных преобразователей можно найти в [4]). В этом случае выражение (3) примет вид:

$$u_{\text{ФМ}} = \text{Re} \left[U_0 \cdot \exp j \cdot (\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \cdot \left\{ \prod_{i=0}^N \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cdot \exp(j \cdot n \cdot (\Omega_i \cdot t + \varphi_i + \pi/2)) \right) \right\} \right] \quad (5).$$

Выбрав индекс модуляции достаточно малым ($m < 1$) выражение (5) упрощается, и в нем остаются комбинационные составляющие только первого порядка:

$$u_{\text{ФМ}} = \text{Re} \left[U_0 \cdot \exp j \cdot (\omega_0 \cdot t + \varphi_0) \cdot \left\{ \prod_{i=0}^N \left(\sum_{n=-1}^1 J_n(m) \cdot \exp(j \cdot n \cdot (\Omega_i \cdot t + \varphi_i + \pi/2)) \right) \right\} \right].$$

Вид спектра ФМ сигнала для того же испытательного сигнала при $m=0.2$ представлен на рис. 2. Из этого рисунка видно, что спектр упростился и появилась возможность с помощью фильтра с полосой пропускания от $f_0 - F_v$ до $f_0 + F_v$ (то есть с шириной полосы пропускания 10 МГц для стандарта PAL и 12 МГц для стандарта SECAM) выделить из общего спектра компоненты несущие информацию об изображении. Если в качестве модели шума принять нормальный белый шум то введение такого фильтра приведет к уменьшению мощности шума на входе демодулятора соответственно в 2.7 и 2.25 раза, или на 4.3 и 3.5 дБ.

Поскольку часть спектральных компонент, несущих информацию об изображении, находится за пределами полосы пропускания фильтра и будет подавлена, то мощность сигнала на входе демодулятора несколько снизится. При этом доля энергии сигнала лежащего вне пределов полосы пропускания зависит от индекса модуляции ФМ сигнала. На рис.3 для указанной модели сигнала при

полосе пропускания фильтра ПЧ 12 МГц представлены: 1- зависимость от индекса модуляции относительной мощности сигнала $R_{\text{сиг}} n$ (т.е. отношение мощности сигнала на выходе фильтра к мощности сигнала на его входе), 2- зависимость относительной мощности шума $R_{\text{шума}} n$, 3- величина выигрыша в отношении сигнал/шум на входе демодулятора. Из этого рисунка видно, что с уменьшением n уменьшается и доля энергии полезного сигнала подавляемого фильтром ПЧ. Но при этом уменьшается уровень сигнала на выходе фазового детектора и повышаются требования к шумовым параметрам видеоусилителя. Практически необходимо задаться допустимым уровнем снижения мощности сигнала на входе детектора (например 1-2 процента) и по нему определить нужный индекс фазовой модуляции.

Исходя из вышеизложенного демодулятор, оптимизированный для приема сигналов изображения, должен иметь следующий состав: преобразователь ЧМ-ФМ, узкополосный фильтр и фазовый детектор. Поскольку сигналы звукового сопровождения в этом демодуляторе будут подавлены, то параллельно должен быть включен демодулятор для сигналов звука любого традиционного типа. Таким образом структурная схема демодулятора сигналов спутникового телевидения будет иметь вид представленный на рис.4. Здесь ЧМ/ФМ - преобразователь ЧМ сигнала в ФМ сигнал, УФ - узкополосный фильтр, ФД - фазовый детектор, ВУ - видеоусилитель, ЧД - частотный детектор, КЗ - канал звука.

III. Заключение

Из проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

1. Для получения качественного изображения демодулятор сигналов спутникового телевидения должен быть оптимизирован для сигналов изображения, то есть обрабатывать только сигналы изображения и подавлять все остальные сигналы (в том числе и сигналы звукового сопровождения).
2. Для выделения из общего спектра принимаемого сигнала компонент несущих информацию об изображении необходимо преобразовать ЧМ сигнал в ФМ сигнал с малым индексом модуляции.
3. Демодулятор должен содержать два канала: для сигналов изображения и для сигналов звукового сопровождения.
4. Выигрыш во входном отношении сигнал/шум может достигать величины 4,3 дБ.
5. Индекс фазовой модуляции должен выбираться максимально возможный, при котором величина ослабления информационных компонент не превысит заданную.

IV. Список литературы

1. Спутниковая связь и вещание. Справочник./ Под ред. Л.Я.Кантора.- М.: Радио и связь, 1988.
2. Кривошеев М.И. Основы телевизионных измерений .- М.: Радио и связь, 1989.
3. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции.- М.: Наука, 1977.
4. Немировский А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов.- М.: Радио и связь, 1984.

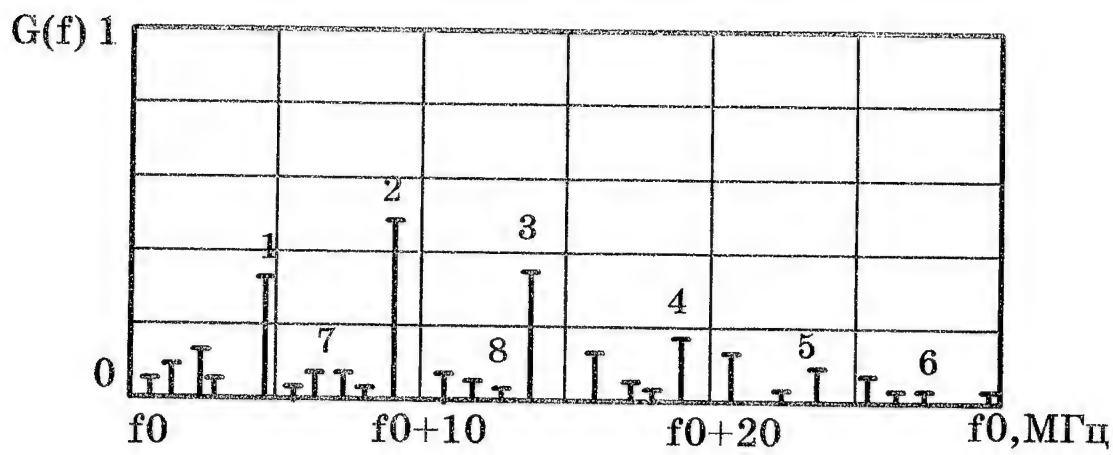


Рис.1

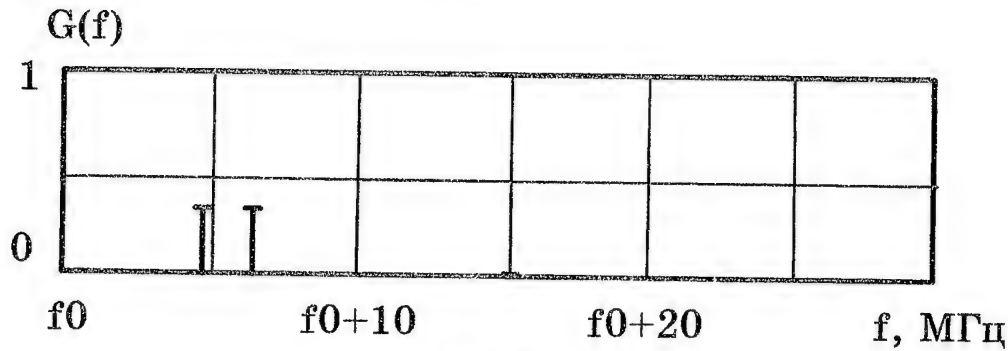


Рис.2

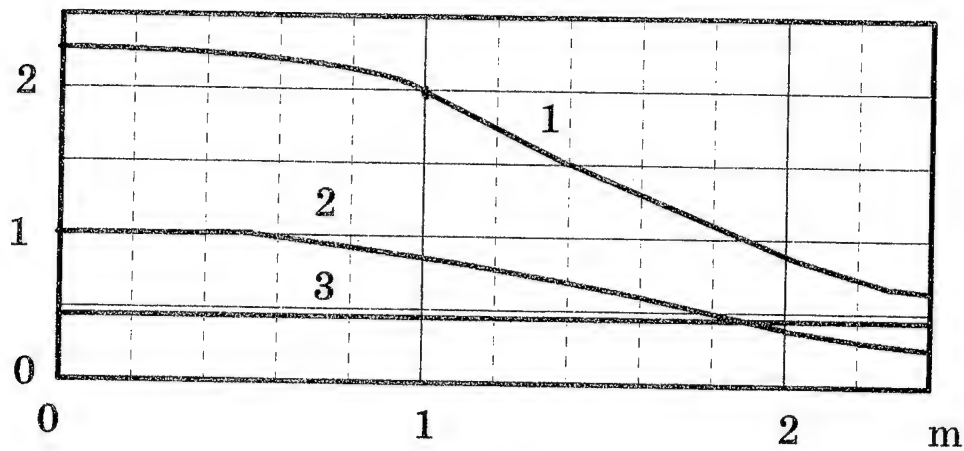


Рис.3

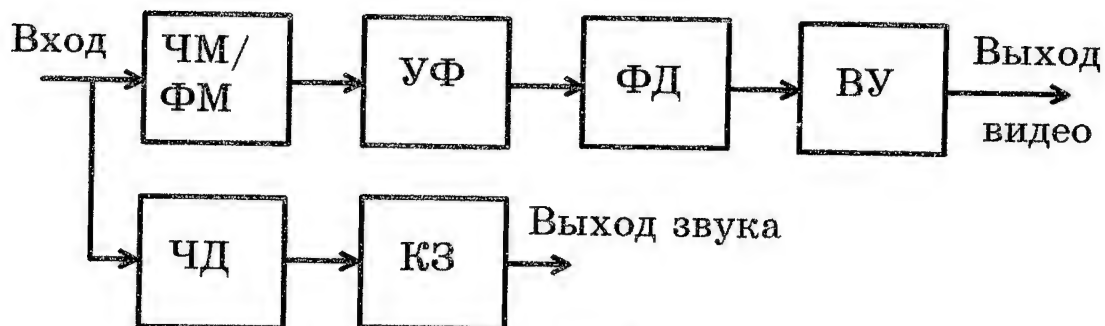


Рис.4

Theoretical Game Synthesis of Adaptive Parallel Processing Systems of Image Signals

Abstract-Theoretical game Synthesis of preprocessing systems of image signals is based on the technique of adaptive parallel predistortion and correction of signals. Image signal preprocessing is necessary when image signals, which arrive at a recognition or image analysis system are transmitted via relatively long channels which operate under rather difficult noise conditions.

It is shown that adaptive signal predistortion and correction systems have advantage over their adaptive successive counterparts and improves with an increasing strength of correlation in the signal being processed. Thus, the improvement in efficiency is $3 \cdot 10^4$.

INTRODUCTION

Recently new techniques and algorithms for computations procedures for parallel image and video signal processing have come into everyday practice [1,2]. The use of new computation architectures in preprocessing systems allows a considerable increase in the quality of images trasmitted to recognition or analysis systems in the parallelizing mode.

The efficiency of image signal preprocessing systems with sequential predistortion and correction is discussed in Refs. [3,4]. Recently the principle of parallelizing has become widely used in data processing, especially in pattern recognition systems [1]. Thus, efficiency estimation for image signal preprocessing systems with adaptive parallel predistortion and correction is of particular interest.

1. THE EFFICIENCY ESTIMATION CRITERION

Power (maximization of the signal-to-noise ratio at system output) and mean-square criteria (minimization of the mean-square error at recognition system output) can be used in preprocessing system efficiency estimation [3]. If there is a conflict in the interaction of operators of the system with parallel predistortion and correction (SPPC) and the radio noise system (RNS) or "nature", it appears reasonable to use power criterion.

2. PARTICIPANT STRATEGIES

A block diagram of the SPPC is presented in Fig.1. Here, $G(\omega)$ is the power spectral density of the signal being predistorted, $K_{1i}(j\omega)$, $K_{0i}(j\omega)$, $K_{2i}(j\omega)$ are the transfer functions of the optimal predistortion filters, channels and yhe optimal correcting filters, respectively, $N_i(\omega)$ are the spectral power densities of additive channel noise, Σ - the unit of coherent adder.

We assume that the channels, and the additive noise in each one, an independent, and that the signals, channels, and noise are Gaussian. Then, S_{0i} (the signal-to-noise ratio at correction filter output) can be written as

$$S_{0i} = \frac{\int_{\Delta\omega_i} G(\omega) |K_{1i}(j\omega)|^2 |K_{0i}(j\omega)|^2 |K_{2i}(j\omega)|^2 d\omega}{\int_{\Delta\omega_i} N_i(\omega) |K_{2i}(j\omega)|^2 d\omega}, \quad (1)$$

where $\Delta\omega_i$ - the efficiency band of every channels.

We assume that the channels are ideal ($K_{0i}(j\omega) = 1 = \text{const}$) and that the predistortion filters in all channels satisfy the next conditions $|K_{2i}(j\omega)| = 1/|K_{1i}(j\omega)|$. Suppose, that the mean signal power at the input to each channel is fixed

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\Delta\omega_i} G(\omega) |K_{1i}(j\omega)|^2 d\omega = P_{avi} = \text{const} \quad (2)$$

The operator of date pre-processing systems seek to maximize (1), and the operator of an RNS, to minimize this parameter. In this situation, the following game inequality should hold

$$\min_{N_i(\omega)} \max_{K_{1i}(j\omega)} S_{0i}(K_{1i}, N_i) \geq \max_{K_{1i}(j\omega)} \min_{N_i(\omega)} S_{0i}(K_{1i}, N_i), \quad (3)$$

where $K_{1i}(j\omega)$ and $N_i(\omega)$ stand for "pure" strategies for the operators of a SPPC and RNS respectively.

3. MINIMAX STRATEGIES AND THE GAME VALUE FOR A SPPC

It has been demonstrated that, strategies of participants can be found by the Table 1.

Table 1. The strategies of SPPC and RNS

SPPC	RNS				
	$N_1(\omega)$	$N_2(\omega)$...	$N_g(\omega)$	$P_{\max}^{(i)} = \min_r S_{0i}(K_{1i}, N_r)$
$K_{11}(j\omega)$	$\frac{G_o}{N_o}$	$\neq \frac{G_o}{N_o}$...	$\neq \frac{G_o}{N_o}$	$P_{\max}^{(1)} \leq \frac{G_o}{N_o}$
$K_{12}(j\omega)$	$< \frac{G_o}{N_o}$	$\neq \frac{G_o}{N_o}$...	$\neq \frac{G_o}{N_o}$	$P_{\max}^{(2)} < \frac{G_o}{N_o}$
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
$K_{1m}(j\omega)$	$< \frac{G_o}{N_o}$	$\neq \frac{G_o}{N_o}$...	$\neq \frac{G_o}{N_o}$	$P_{\max}^{(m)} < \frac{G_o}{N_o}$
$P_{\min}^{(r)} = \max_i S_{0i}(K_{1i}, N_r)$	$P_{\min}^{(1)} \leq \frac{G_o}{N_o}$	$P_{\min}^{(2)} > \frac{G_o}{N_o}$...	$P_{\min}^{(g)} > \frac{G_o}{N_o}$	$P_{\min}^{(1)} = P_{\max}^{(1)} \leq \frac{G_o}{N_o}$

In Table 1 P_{\max} and P_{\min} are maximum and minimum the capacity for work of SPPC respectively, G_o - the power spectral density of video signal with regular spectrum, N_o - the power spectral density of Gaussian white noise.

The decision of the matrix game $\|S_{0i}[K_i(j\omega), N_r(\omega)]\|$ is given next result

$$P_{\min}^{(1)} = P_{\max}^{(1)} \leq \frac{G_o}{N_o} \quad (3)$$

In analyzing E_g (3) one would conclude that SPPC must fulfil the condition for each channels

$$G(\omega) |K_1(j\omega)|^2 = G_0 = \text{const.} \quad (4)$$

The most badly strategy for SPPC is a band-limited white noise in each channels. If the strategie of RNS is decline from optimum in a certain of the channels can be found by $S_{0i} > G_0/N_0$.

4. THE EFFICIENCY SYSTEM WITH ADAPTIVE A PARALLEL PREDISTORTION AND CORRECTION FILTERS

A block diagram of the adaptive SPPC is shown in Fig. 2. Here, K_{11}, \dots, K_{1n} are the amplitude-frequency responses (AFR) of adaptive of adaptive predistortion filters, K_{01}, \dots, K_{0n} - the transfer functions of the nonideal channels, K_{21}, \dots, K_{2n} - AFR of adaptive correction filters, K_{c1}, \dots, K_{cn} - the control channels, A_1, \dots, A_n - the spectrum analyzers, $N_1(\omega), \dots, N_n(\omega)$ - the power density spectrums of additive noise.

Cost function in this game can be written as [3]

$$\max_{K_{2i}} R = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \ln \left[1 + G(\omega) \sum_{i=1}^n \frac{1}{N_i(\omega)} \right] d\omega, \quad (5)$$

where R is data transmission rate, n is the number of channels.

The operator of SPPC seek to maximize R , and the operator of an RNS, to minimize this parameter. For such a game te following game inequality should hold [3]

$$\min_{N_m} \max_{K_{1r}(K_{2r})} R(K, N) \geq \max_{K_{1r}(K_{2r})} \min_{N_m} R(K, N), \quad (6)$$

where K and N stand for the "pure" strategies of participants.

To the same boundary conditions set forth in part 2 the data transmission rate in a SPPC is given by

$$\max_{K_{2i}} R = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \ln \left[1 + G(\omega) |K_{11}(j\omega)|^2 \sum_{i=1}^n \frac{1}{N_i(\omega)} \right] d\omega. \quad (7)$$

The transfer function of an optimal predistortion filter (common to all channels) is given by the equation

$$|K_{11}(j\omega)|_{\text{opt}}^2 = \frac{1}{\lambda_1 G(\omega)} - \frac{1}{G(\omega) \sum_{i=1}^n \frac{1}{N_i(\omega)}}, \quad (8)$$

where the Lagrangian multiplier λ_1 , as found from the additional constraint

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} G(\omega) |K_1(j\omega)|^2 d\omega = P_{av1} = \text{const}$$

Finally optimal strategies and value of game can be found by

$$N_i(\omega)_{\min} = P_{ni} / F_i,$$

$$\min_{N_i} \max_{K_{1i}, K_{2i}} R = \max_{K_{1i}, K_{2i}} \min_{N_i} = \sum_{i=1}^n F_i \ln \frac{P_{avi}}{P_{ni}} \Bigg\}, \quad (9)$$

where F_i - frequency band of i -th channel, P_{avi} - the mean signal power at the input i -th channel, P_{ni} - the mean noise power at the i -th channel.

5. THE POTENTIAL POSSIBILITIES OF ADAPTIVE PREDISTORTION AND VIDEO SIGNAL CORRECTION

The energy cost of adaptive parallel predistortion and video signal correction system is given by [3]

$$\eta_p = \frac{1}{\alpha} \exp[H(\alpha) - 1], \quad (10)$$

where α is a coefficient of correlation in the video signal, $H(\alpha)$ - the entropy of probability density of α .

$$H(\alpha) = - \int_0^{\infty} P(\alpha) \ln P(\alpha) d\alpha$$

In this case (for adaptive parallel predistortion and video signal correction system) we one can't to take into account interline and interframe correlations. Therefore in equation (10) the coefficient α take into account only insideline correlation.

The energy cost of adaptive successive predistortion and video signal correction system is [3]

$$\eta_s = \frac{1}{\alpha\mu}, \quad (11)$$

where μ is the paramiter of exponential probability density

$$P(\alpha) = \begin{cases} \mu \exp(-\mu\alpha), & \alpha \geq 0 \\ 0, & \alpha < 0 \end{cases}$$

The energy cost adaptive parallel predistortion and video signal correction system, as compared with that of a adaptive successive predistortion and video signal correction system is

$$\delta = \frac{\eta_p}{\eta_s} \quad (12)$$

According to the 625-line Broadcasting Standard $\alpha = 4 \cdot 10^{-6}$. We assume that $\mu = 1$. Then the efficiency (energy cost) from (10) is $\eta_p = 2.5 \cdot 10^5$. The energy cost of adaptive successive (line-to-line) predistortion and video signal correction system under previous parameters is [3] $\eta_s = 8$. Thus, the improvement in efficiency is $\delta \approx 3 \cdot 10^4$.

CONCLUSION

In summary, the study reported herein has assessed the efficiency of parallel picture signal processing systems. It has been shown that adaptive parallel signal predistortion and correction systems have an advantage over their adaptive successive counterparts. The study has covered the effect the statistical properties of the video signal processed in these systems have on the actual improvement in system energy cost. The potential possibilities of adaptive predistortion and video signal correction have been studied taking into account the statistical structure of the spectrum (parameters α and μ). The expressions for α efficiency TV systems gain calculation are obtained.

REFERENCES

1. Marigodov, V.K. Noise-Immune Data Processing: Optimal Linear Predistortion and Correction Methods), Nauka, Moscow, 1983.
2. Marigodov, V.K., Baburov, E.F. Synthesis of Optimal Radiosystems with Adaptive Predistortion and Correction of Signals, Radio i Svyaz', Moscow, 1985.
3. Pattern Recognition Parallel Methods and Means, Ed. Svenson, A.N., Naukova Dumka, Kiev, 1985, vol. 2.
4. Marigodov, V.K. Parallel Optimal Signal Predistortion and Linear Filtering Systems: A Game-Theoretic Comparison for Efficiency, Pattern Recognition and Image Analysis, 1993, vol. 3, № 1, pp.53-56.

ТЕОРЕТИКО-ИГРОВОЙ СИНТЕЗ СИСТЕМ С АДАПТИВНОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ

Маригодов В.К., Афонин И.Л.
СГТУ, Студенческий городок, Севастополь-335053, Украина
факс: 0692-244530

Теоретико-игровой синтез систем переработки сигналов изображения основан на применении адаптивного параллельного предсказания и корректирования сигналов. Предварительная обработка сигналов изображения необходима в тех случаях, когда передача сигналов к системе распознавания образов или анализа изображений осуществляется по относительно протяженным каналам связи, работающим в условиях сложной помеховой обстановки. Показано, что системы с адаптивным параллельным предсказанием и корректированием сигналов имеют преимущество по сравнению с системами, использующими адаптивное последовательное предсказание, которое возрастает с увеличением степени корреляционных связей в обрабатываемом сигнале. Так, выигрыш в эффективности составляет 3×10^4 .

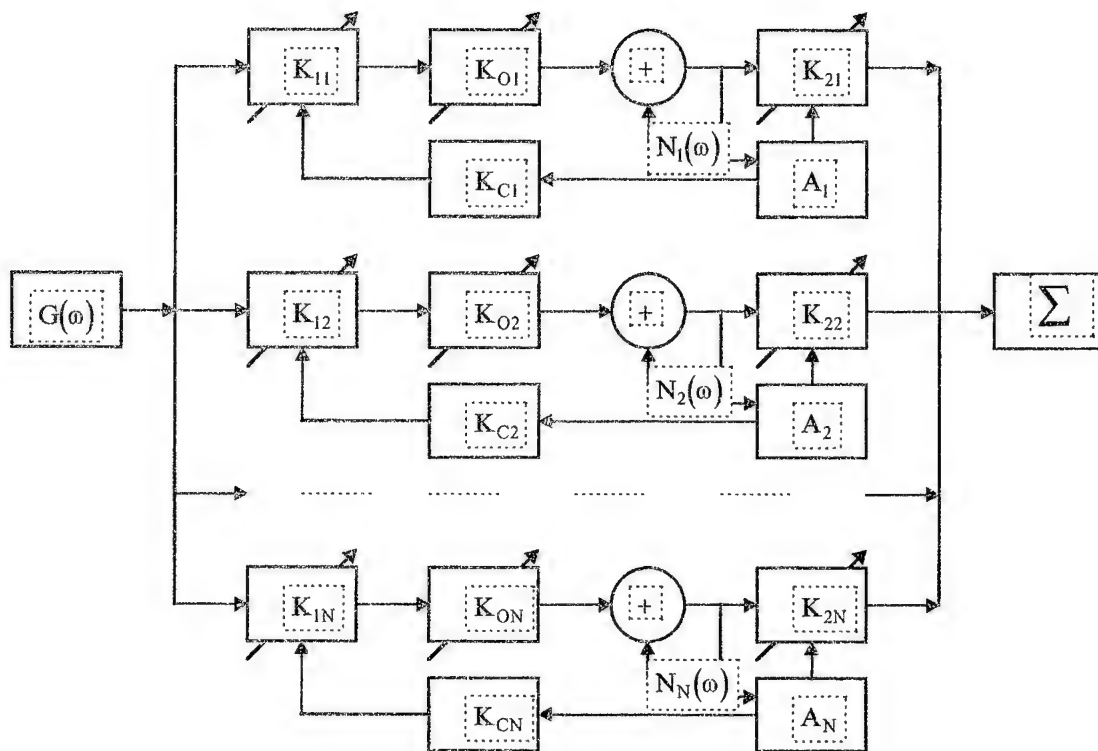


Fig. 1

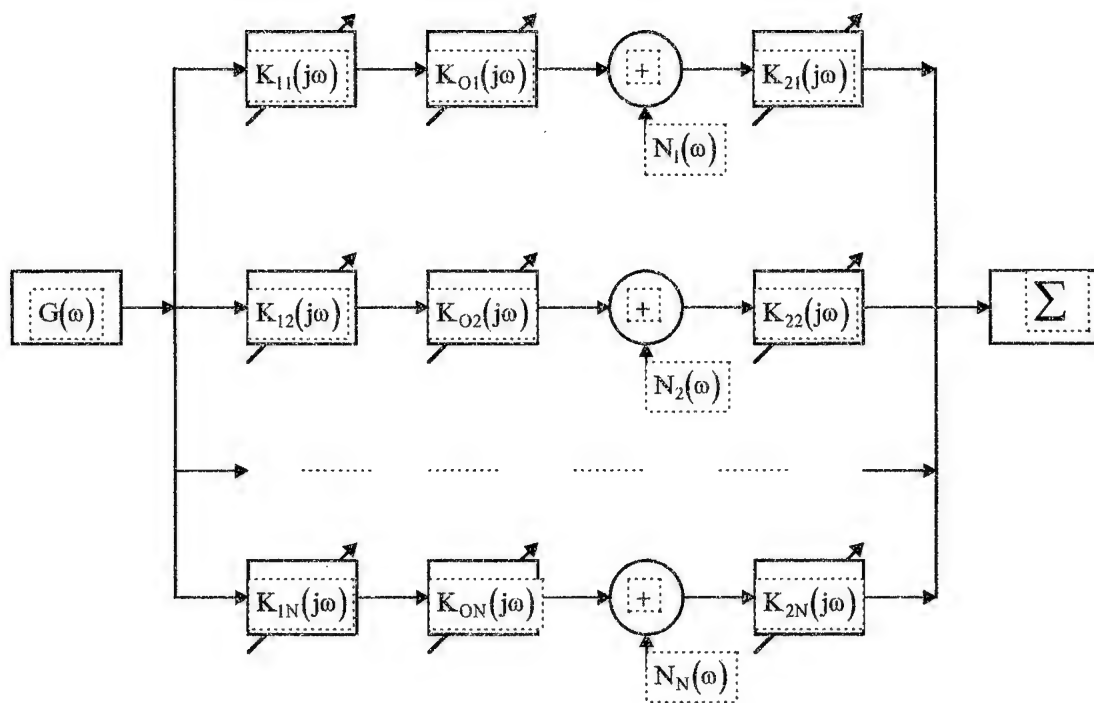


Fig. 2

Материалы 1-го семинара

“Микроволновые интегрированные телерадиоинформационные системы”

Proceedings of 1st Workshop

Microwave TV, Radio and Information Integrated Systems

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ MMDS ДЛЯ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ А.Ю. Аtrashевич.....	517
APPLICATION OF MMDS SYSTEM FOR TV-SIGNALS PROPAGATION A.Yu. Atrashkevich	
МНОГОКАНАЛЬНАЯ СИСТЕМА РАЗДАЧИ СПУТНИКОВЫХ, ЭФИРНЫХ И СТУДИЙНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПРОГРАММ НА СВЧ Т.Н. Нарытник, В.Н. Галич.....	522
CENTRE OF RECEIVING AND DISTRIBUTION OF SATELLITE, BROADCASTING AND STUDIO PROGRAMS AT FREQUENCY BAND OF 11,7-15,5 GHz T.N. Narytnik, V.N. Galich	
ЗАДАЧИ ИНТЕГРАЦИИ ВЕЩАНИЯ И СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МИКРОВОЛНОВЫХ ИНТЕГРИРОВАННЫХ ТЕЛЕРАДИОИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ Т.Н. Нарытник, В.Л. Булгач.....	529
TASK OF COMMUNICATION AND BROADCASTING INTEGRATION USING MICROWAVE INTEGRATED TV, RADIO AND INFORMATION SYSTEMS T.N. Narytnik, V.L. Bulgach	
ОСОБЕННОСТИ И ПЕРСПЕКТИВЫ МИКРОВОЛНОВОЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ ТЕЛЕРАДИОИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ СО СВОБОДНЫМ РАСПРОСТРАНЕНИЕМ РАДИОВОЛН Т.Н. Нарытник, В.Л. Булгач, В.Н. Галич.....	533
FEATURES AND OUTLOOKS OF MICROWAVE INTEGRATED TV, RADIO AND INFORMATION SYSTEM WITH WAVES PROPAGATION IN FREE SPACE T.N. Narytnik, V.L. Bulgach, V.N. Galich	

ПРИМЕНЕНИЕ СИСТЕМЫ MMDS ДЛЯ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ.

Атрашкевич А.Ю.
А/О "Телесет", Москва

Аннотация.

Системы MMDS (multipoint microwave distribution system) получили в последние годы широкое распространение во всем мире в качестве альтернативы классическим кабельным сетям, в которых распределительная сеть строится за счет прокладки коаксиальных или оптических кабелей.

Разработка и практическое внедрение первых систем были проведены еще в середине 70-х годов в США, где к 1996 году данным видом сервиса охвачено уже более 5 миллионов абонентов. В начале 90-х годов системы MMDS работали на всех континентах земного шара, обслуживая от 100 до 250 000 абонентов. На ближнем Востоке и в Австралии опробованы системы, охватывающие территорию до 10 000 квадратных километров с одной передающей точки, отработаны системы ретрансляции телевизионных сигналов, позволяющие объединить в единую сеть до 25 передающих центров. В зависимости от выделения для этих целей частотных диапазонов в каждой конкретной стране, системы функционирует в диапазоне 2100-2900 МГц.

Практически же используются диапазоны 11, 18, 39, 41 МГц, хотя для них более характерно построение радиорелейных линий связи с доставкой ТВ-сигнала по принципу "точка-точка".

Применение данной системы имеет целый ряд неоспоримых преимуществ перед классическими кабельными сетями:

1. Прокладка магистральных кабелей для подачи телевизионных сигналов, особенно в условиях городской застройки, связана с большими техническими и организационными сложностями и высокими финансовыми затратами. Да и сам кабель вместе с необходимыми усилительным оборудованием тоже чего-то стоит.

Для сравнения: стоимость прокладки кабелей, например, для 100 распределительных точек в радиусе 20 км от телестудии минимум в 4 раза дороже покупки предлагаемой системы.

2. По сравнению с кабельной сетью данная система гораздо более компактна и мобильна, не требует содержания штата сотрудников для ремонта кабельного хозяйства.

3. По сравнению со сроками, необходимыми для строительства кабельной сети, разворачивание системы производится за несколько дней.

Существенно сокращается срок возвратности сделанных инвестиций.

4. Протянуть кабель через реку или канал - серьезная проблема. При распространении по эфиру она не возникает.

5. В случае изменения планов или неудачи в коммерческой деятельности достаточно быстро демонтировать оборудование и развернуть деятельность в

другом месте или продать оборудование и вернуть свои деньги, что абсолютно невозможно сделать с кабельной сетью.

I. Введение.

Типичная конфигурация системы изображена на рис.1. На вход системы могут быть поданы сигналы с приемных телевизионных антенн метрового и дециметрового диапазона, студийный сигнал местной станции, телевизионные программы со спутниковых антенн, радиопрограммы и так далее.

Каждая из программ, поданных на вход системы, конвертируется таким образом, чтобы можно было сформировать групповой сигнал с шириной полосы обычно до 200 МГц, что позволяет передавать в стандарте SECAM не менее 24 телевизионных программ в двух поляризациях или 12 телевизионных программ в одной. Далее сигнал фильтруется и конвертируется в диапазон, выбранный для передачи.

После конвертации сигнал еще раз фильтруется, усиливается и подается на передающую антенну для распространения по эфиру.

Поскольку прием сигнала может быть осуществлен только в прямой видимости передатчика, очень важно правильно разместить передающую антенну на достаточной высоте для качественного обслуживания требуемой территории.

В случае невозможности обслуживания всей территории с помощью одной передающей антенны, в нужных точках устанавливаются дополнительные недорогие необслуживаемые ретрансляторы.

Приемная часть оборудования выполнена очень компактно. Она состоит из приемной антенны и конвертера, который переносит групповой сигнал, распространяемый по эфиру, в требуемый метровый или дециметровый диапазон для непосредственной подачи на телевизор или в домовую кабельную сеть.

Ведущие производители приемного оборудования по специальному заказу могут изготовить и поставить в течение 60-90 дней конвертеры с нужной частотой гетеродина, которые позволяют полностью соблюсти требования частотных планов каждого конкретного населенного пункта.

Для защиты от несанкционированного приема, а так же в случае коммерческого использования, система доукомплектовывается шифратором и компьютером с соответствующим программным обеспечением для контроля и сбора абонентской платы с пользователей.

Функция шифратора - внести искажения в передаваемое телевизионное видеоизображение или аудиосопровождение. Пакет передаваемых программ может быть разделен на несколько групп, закодированных разным образом. Этим предоставляется возможность выбора конечному пользователю просматривать и оплачивать прием только интересующих его программ.

В этом случае каждый пользователь системы имеет индивидуальный дешифратор, каждый из применяемых в системе дешифраторов имеет свой порядковый номер, занесенный в память компьютера.

Передаваемый по эфиру зашифрованный пакет программ содержит в себе информацию от центрального компьютера в виде команд для каждого подключенного к сети дешифратора, содержащий указания, какой перечень программ должен быть расшифрован для данного абонента.

Компьютер автоматически производит заблаговременную выписку счетов абонентам по мере окончания сроков подписки, а в случае неуплаты блокирует работу абонентского дешифратора.

В каждый момент времени оператор компьютера имеет полную информацию о ходе подписки на услуги сети.

В настоящее время на рынке представлен широкий спектр различных по сложности, сервисным возможностям и стоимости систем кодирования и абонентских дешифраторов, позволяющий оптимальным образом учесть потребности каждого пользователя системы. Цены на каналные шифраторы колеблются от 500 до 5000 долларов США, на абонентские дешифраторы - от 40 до 200 долларов США.

II. Основная часть.

Подбор оптимальной с коммерческой точки зрения для каждого населенного пункта системы, как показывает практика, начинается с поиска компромисса между радиусом действия и объемом требуемых затрат. Чем больше зона покрытия, тем важнее более мощные передатчики, тем выше общий размер первоначальных затрат. И наоборот. Имеется четкая взаимосвязь между стоимостью системы, радиусом обслуживания и удельными затратами на обеспечение покрытия одного квадратного километра.

Чем больше радиус действия системы, тем объемнее капитальные вложения, но вместе с тем, меньше стоимость "облучения" единицы площади.

В качестве примера могут быть приведены следующие цифры, основанные на анализе реально действующих систем MMDS в США.

Так например, при использовании передатчиков с мощностью 10Вт на канал можно обслужить территорию до 1300 квадратных километров. Общий объем затрат на приобретение и монтаж передающего оборудования без учета местных налогов составляет около 350 000 долларов США, удельная стоимость обслуживания одного квадратного километра - 269 долларов США.

Применение передатчиков с мощностью 100Вт на канал (естественно, при достаточной высоте подъема над окружающей местностью передающей антенны) позволяет обслужить территорию площадью до 5700 квадратных километров. Общий объем затрат - около 800 000 долларов США, удельная стоимость обслуживания одного квадратного километра - 140 долларов США.

Правильный подбор мощности передатчиков, выбор места установки, диаграмм направленности и определение количества передающих антенн позволяют существенно сократить объем первоначальных капитальных вложений, но требует серьезного анализа плана застройки, данных по плотности населения, детального ознакомления с топографией местности для исключения "мертвых" зон.

С технической точки зрения подбор оборудования существенно облегчается при применении специально разработанных компьютерных программ, позволяющих в течение нескольких минут полностью рассчитать конфигурацию системы для каждого конкретного случая с учетом всех особенностей по размещению оборудования.

Объективный математический анализ экономической эффективности использования системы, проведенный на этапе ее проектирования позволит,

избежать разочарований инвесторов и выработать стратегию финансирования проекта.

III. Заключение

Фирма "Телесет" накопила определенный опыт в проектировании систем MMDS и будет рада решить проблему распределения телевизионных и радиосигналов в Вашем городе от начала и до конца.

Наши услуги включают в себя:

1. Подготовка бизнес-плана проекта.
2. Проектирование, поставка, монтаж, гарантийное обслуживание приемных спутниковых систем, телестудии, системы MMDS, домовых кабельных сетей, головных станций, оборудования для кодирования сигнала.
3. Оформление документов на получение частотных разрешений и лицензий.

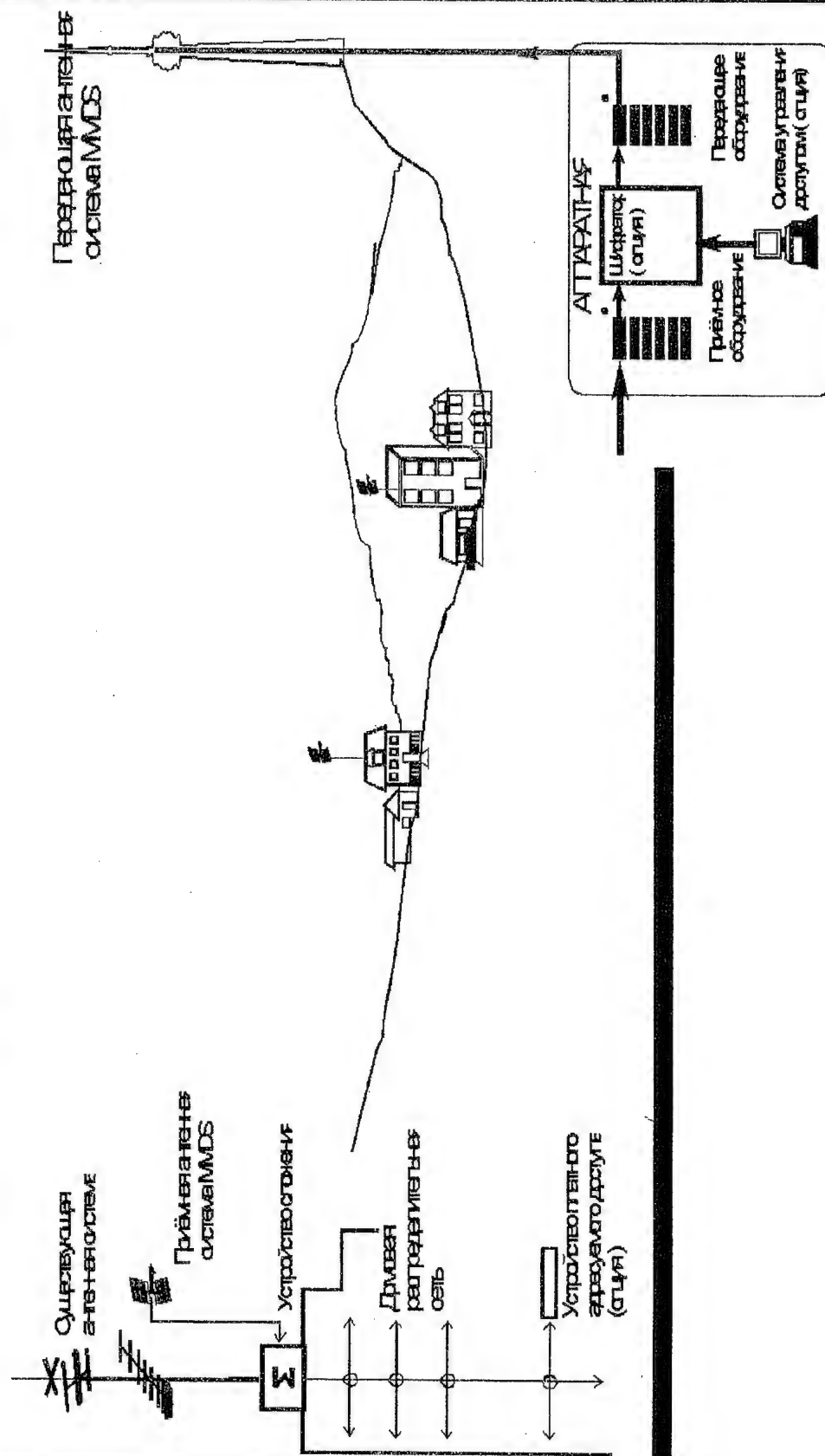
APPLICATION OF MMDS FOR TV-SIGNALS PROPAGATION

Atrashkevich A. Yu.

TELESET, 80 Sovetskaya St., Moscow-105037, Russia
tel. (095) 166-9763, (095) 366-4361

Multipoint microwave distribution systems (MMDS) have become wide spread all over the world as an alternative for the classic cable networks. The transmitting part of such systems equipment is made for the frequencies of tens of GHz. The most convenient for using is 2.5 GHz band, in which the optimal package of such parameters, as transmission distance and system cost, is achieved. For system protection from unlegal receiving and in the case of commercial application it is supplied with a coder and computer with the corresponding software for control and fees charge. This paper presents the characteristics of the advent MMDS-equipment produced abroad.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТВ ПРОГРАММ



МНОГОКАНАЛЬНАЯ СИСТЕМА РАЗДАЧИ СПУТНИКОВЫХ, ЭФИРНЫХ И СТУДИЙНЫХ ТЕЛЕПРОГРАММ НА СВЧ

Т.Н. Нарытник, В.Н. Галич,
Институт Электроники и Связи УАН НП

1. Введение

В области развития спутниковых систем ТВ вещания первоочередными являются задачи повышения эффективности передающей сети, разработки новых систем и методов передачи информации. При этом массовая техника спутниковой связи развивается таким образом, чтобы по покупательской способности, размерам и массе, сервису она соответствовала возрастающим пользовательским и экономическим требованиям.

Особую актуальность приобретают работы по созданию приемопередающей сети, обладающей более высокой пропускной способностью так как рост числа программ ТВ вещания и объема передаваемой информации с учетом потребности абонентов в дополнительных услугах (распределение звуковых программ ОБЧ ЧМ вещания, охранный и пожарный сигнализации, локальные компьютерные сети, доступ к базам данных) является постоянной тенденцией. В перспективе создание мультимедиа - одновременной передачи различных видов информации, т.е. объединение информации от радиоприемника, телевизора, компьютера в одном потоке с осуществлением обратной связи между получателем ее и источником. В связи с этим возникают новые проблемы, связанные с разработкой и созданием массовых интерактивных ТВ систем с сотнями тысяч обратных узкополосных цифровых каналов от телезрителей и пользователей ТВ данными к соответствующим источникам информации [1, 2, 3].

Важнейшим средством мультимедиа являются информационные автострады в виде многоканальных систем объединения и раздачи спутниковой, эфирной и студийной информации в диапазоне СВЧ.

2. Состав и особенности многоканальной системы раздачи спутниковых, эфирных и студийных телепрограмм в диапазоне СВЧ

Распространение программ телекомпаний на большие регионы осуществляется арендой наземных аналоговых линий связи или распространением программ по спутниковым каналам связи. Для этой цели мы предлагаем многоканальные системы раздачи спутниковых, эфирных и студийных телепрограмм в диапазоне СВЧ (МСВЧСР). Системы МСВЧСР получили распространение как существенное дополнение кабельным сетям, расширяя районы действия последних. Кроме того, МСВЧСР могут заменить кабельные линии в тех случаях, где существенны следующие их преиму-

щества:

- стоимость прокладки кабелей минимум в 4 раза дороже покупки МСВЧСР.

- МСВЧСР более компактна и мобильна, не требует содержания штата сотрудников для ремонта кабельных сетей.

- сокращаются сроки разворачивания системы и возврата сделанных инвестиций.

Конфигурация многоканальной системы раздачи спутниковых, эфирных и студийных телепрограмм в диапазоне СВЧ дана на рис. 1.



РИС. 1.

Функциональная структура системы следующая: прием спутниковых телепрограмм в диапазоне частот 11.701 - 15.350 ГГц и 4 ГГц; прием эфирных телепрограмм в диапазоне МВ и ДМВ; формирование студийных телепрограмм; прием специальной информации; преобразование в диапазон 950-1750 МГц и усиление; частотное разделение по каналам с фильтрацией и усиление принятых сигналов; сложение сигналов и преобразование в диапазон частот 11.701 - 15.350 ГГц; многоканальная передача (входные частоты 0.95 - 2.05, выходные 11.70 - 15.350 ГГц) с ЧМ; питание, управление и контроль; индивидуальный прием, коллективный прием параболической антенной 0.25, 0.6, 0.9 М в диапазоне 11.701 - 15.350 ГГц). Каждая из поданных на вход программ конвертируется для формирования группового сигнала с полосой ... МГц. Далее сигнал фильтруется и конвертируется в диапазон 11.7 - 15.35 ГГц для передачи по эфиру. Излучаемый многоканальный сигнал поступает либо непосредственно пользователю, либо на СВЧ радиорелейную линию для дальнейшего распределения по территории Украины. Приемники СВЧ головной станции МСВЧСР, РРЛ и пользователя, а также передатчики СВЧ унифицированы.

Преимуществами МСВЧСР по сравнению с, в основном применяемыми в настоящее время в Украине, системами в аналоговой наземной сети распределения ТВ программ [4] являются: большая информационная емкость; возможность передачи и приема специнформации заложенной в системе телетекста; экономически выгодная совместимость с системами кабельного ТВ; возможность перехода на прием и передачу цифровой информации с минимальным доукомплектованием системы; экологическая безопасность.

МСВЧСР предназначена для передачи и приема до 56 программ со спектром частот до 30 МГц в каждой в условиях прямой видимости на расстоянии до 30 км с целью информационного обеспечения населения спутниковыми теле- и радиопрограммами, местных студий, а также эфирными телепрограммами. Разработка всех блоков системы была направлена на миниатюризацию, уменьшение веса, низкое потребление мощности и снижение стоимости и сделана на основе последних достижений радиоэлектроники: арсенид галлиевых полевых транзисторов; гетеродина стабилизированного ДР; миниатюрных твердотельных фильтров; монолитных арсенид галлиевых усилителей; уникальной передающей антенны с круговой диаграммой направленности.

Принципы построения и технические характеристики

МСВЧСР подразделяется на следующие элементы.

1. Станция головная приемная в составе системы из нескольких спутниковых и эфирных антенн (в зависимости от требований заказчика), поляризационных селекторов спутниковых антенн и конверторов с выходной частотой 0.95 - 2.05 ГГц. Одна из ветвей станции головной приемной изображена на Рис. 2.

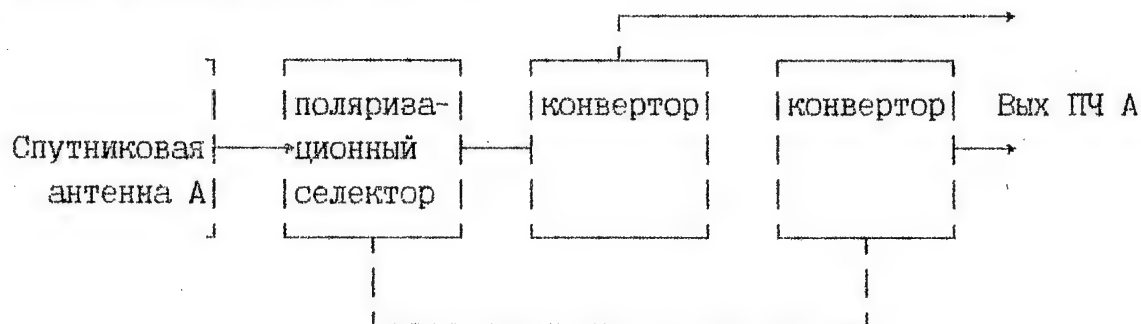


Рис. 2.

2. Стойка упаковки каналов (Рис. 3) в состоящая из делителей мощности, канальных высокоизбирательных полоснопропускающих фильтров, канальных усилителей и сумматоров.

3. Станция приемная радиорелейная в составе антенны, конвертора, тюнера. Структурная схема станции приемной радиорелейной подобна станции на Рис. 2 с добавлением тюнера на выходе.

4. Передатчик СВЧ многоканальный в составе антенны с круговой диаграммой направленности, модулятора, блок селекции, блок преобразовательно-усилительного, блока питания и контроля. Структурная схема многоканального передатчика дана на Рис. 4.

Входные частоты 0.95 - 2.05 ГГц и 70 МГц для студийного канала. Выходные частоты 11.7...15.35 ГГц включают 62 канала. Разнос между центральными частотами каналов составляет 28 МГц. Уровень выходной мощности передатчика не менее 0.3 Вт в каждом канале. Ширина полосы передатчика по каждому стволу 18 МГц по уровню 3дБ и 28 МГц по уровню 30 дБ. Нестабильность частоты гетеродинов передатчика не более 1 МГц. Поляризация излучаемых сигналов - линейная, вертикальная, и горизонтальная. Максимальное количество ТВ программ, передаваемых в одной поляризации, не менее 28. Номинальная мощность входных сигналов передатчика 5×10^{-8} Вт. Коэффициент усиления выходной антенны не менее 16 дБ. Подавление гармонических и комбинационных сигналов на

выходе передатчика не менее 30 дБ. Коэффициент шума конвертора подсистемы приема не более 2 дБ. Количество разветвлений активного делителя подсистем коллективного приема 10.

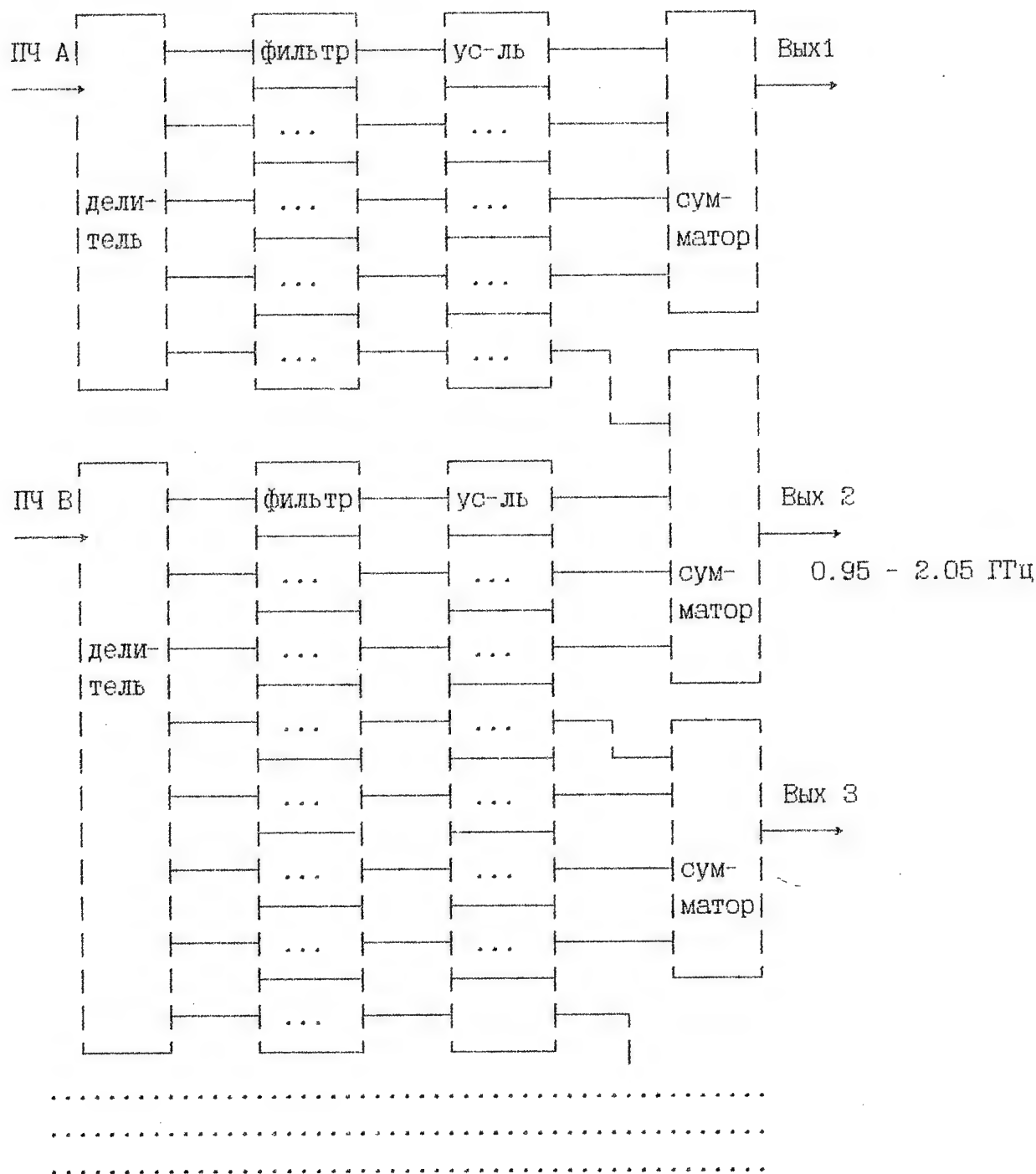


Рис. 3.

От стойки упаковки каналов

от вых 1

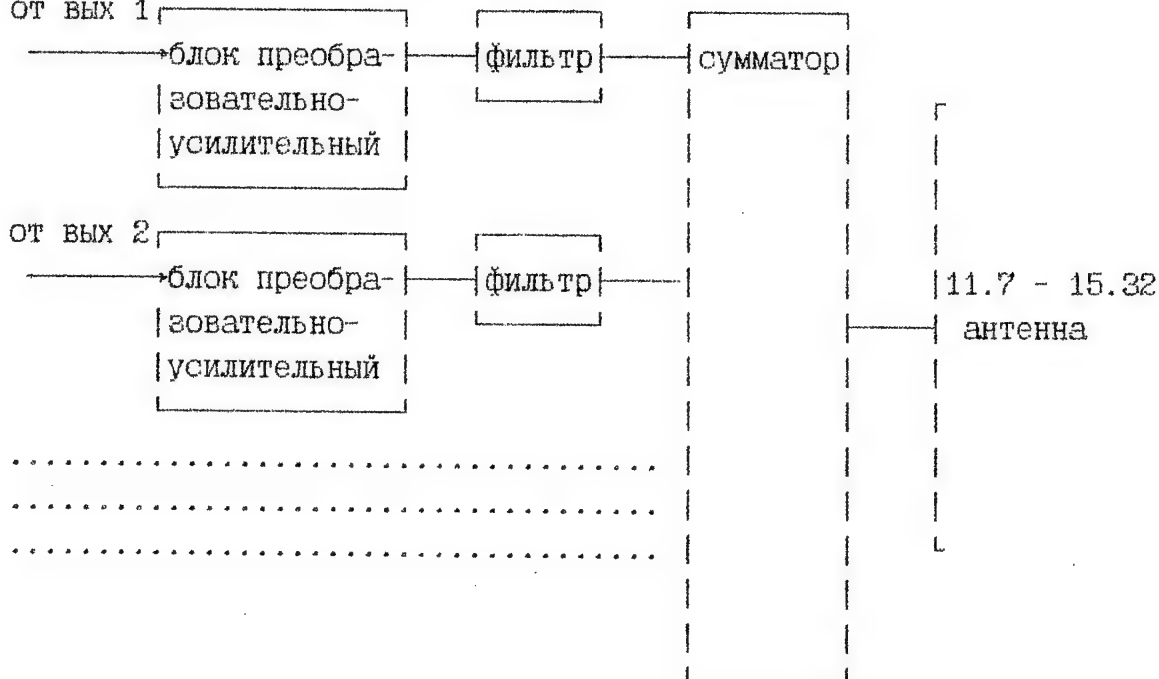


Рис. 4

Заключение

В заключении следует отметить, что рассмотренная многоканальная система раздачи спутниковых, эфирных и студийных телепрограмм в диапазоне СВЧ может найти широкое применение как в целом, для сбора информации и ее распределения в большом регионе через входящие в ее состав радиорелейные линии, так и при использовании ее subsystemов подключаясь к существующим кабельным сетям.

Хорошо себя зарекомендовало применение отдельных блоков для организации подачи ТВ сигнала индивидуальным пользователям и для организации отдельных недорогих радиорелейных линий. С октября 1994 года трехканальная (2 спутниковых и один студийный) система, разработанная по заказу МЧП "Визит" эксплуатируется в г. Кременчуг. В МСВЧСР, эксплуатируемой в г. Киеве с августа 1995 г., сигнал ТВ студии, расположенной в отдаленном районе города, передается на головную станцию по радиорелейной линии с последующей раздачей многоканальным передатчиком с антенной с круговой диаграммой направленности. Сигнал принимается с отношением сигнал/шум не хуже 64 дБ на параболическую антенну диаметром от 0.25 м до 0.6 м в шести конкретных точках, рас-

положенных на расстоянии от 5 до 12 км от передающей станции.

Усовершенствование таких систем идут по пути уменьшения стоимости, снижения шумовой температуры приемников, повышения эффективности передающей части, приспособление к работе с цифровым многопрограммным ТВ. В частности разрабатывается возможность практической реализации, теоретически наиболее простой и эффективной, схемы с высококачественной фильтрацией и непосредственным преобразованием сигнала на видеочастоту с помощью специального фазового детектора с высокой чувствительностью. Достоинствами такого устройства являются высокая чувствительность и избирательность, отсутствие зеркального и других побочных каналов приема, малое число каскадов и малая потребляемая мощность.

Ведутся работы над созданием монолитно-интегральной реализации большинства СВЧ блоков.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] М.И. Кривошеев, В.Г. Федунин, Интерактивные системы ТВ вещания, *Электросвязь*, N.3, стр. 14 - 17, 1995.
- [2] А.И. Аболиц, Пользовательская спутниковая связь России, *Вестник связи* N.12, стр.10 - 11, 1995.
- [3] А. Антрошкевич, Применение MMDS для распространения телевизионных программ, *Телеспутник*, N.2, Декабрь 1995.
- [4] Определение наиболее эффективных путей распределения программ телевизионного вещания в Украине, УНИИРТ Мин. связи Украины, Доклад в НТС Мин. связи Украины, Одесса, 1996.

CENTRE OF RECEIVING AND DISTRIBUTION OF SATELLITE, BROADCASTING AND STUDIO PROGRAMS AT FREQUENCY BAND OF 11,7-15,5 GHz

Narytnik T.N., Galich V.N.

*Institute of Electronics and communication of Ukrainian Academy of National Progress,
tel. (044) 478-38-76*

This paper presents structure, mix and specification of the first center of receiving and distribution of satellite and studio TV programs at the microwave range (Saturn, TV-port). The high effective equipment of the center is original by its design and has no analogs in the CIS. The compact receiving units are sufficiently cheaper than satellite receivers of DBS.

ЗАДАЧИ ИНТЕГРАЦИИ ВЕЩАНИЯ И СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МИКРОВОЛНОВЫХ ИНТЕГРИРОВАННЫХ ТЕЛЕРАДИОИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ.

Т.Н.Нарытник, В.Л.Булгач.

Существующая ведомственная разобщенность операторов телекоммуникаций вызывает нерациональное многообразие линий связи.

Вместе с тем, растущая потребность ведомств, районов, городов и регионов в услугах телерадиовещания и связи обуславливает в настоящее время интенсивный процесс прокладки кабельных и проводных линий.

Однако дефицит проводов и кабелей, для изготовления которых используются дорогостоящие медь и свинец, а также значительные трудности, возникающие при прокладке кабельных линий в местах массовой застройки, позволяют сделать вывод, что традиционные методы использования средств телерадиовещания и связи приводят к тупиковой ситуации при их развитии.

Отсюда следует, что для развития телерадиоинформационных каналов, необходимы новейшие техника и технологии, которые вместе с существующими линиями связи должны открыть широкие возможности предоставления услуг: абонентское телевидение и радиовещание; телефония; передача данных; электронная почта; охрана квартир, помещений и передвижных средств; управление оборудованием промышленных зданий и жилых домов; интерактивное телевидение и мультимедиа [1, 2].

Необходимость решения задач информатизации общества ставит на повестку дня вопрос об интеграции (технической, организационной, финансовой) служб телерадиовещания и связи [3].

Одним из перспективных направлений решения задачи интеграции телерадиовещания и связи является использование возможностей СВЧ и КВЧ диапазонов волн с помощью создания на базе новейших технологий микроэлектроники и диэлектроники микроволновых интегрированных телерадиоинформационных систем (МИТРИС) [4].

С помощью множества систем МИТРИС можно построить региональные телерадиоинформационные сети, связанные между собой в единую информационную сеть страны. На рис.1 представлена организационная структура управления и контроля интегрированной телерадиоинформационной сетью (ИТРИС) страны.

В соответствии с общими принципами интегрированная телерадиоинформационная сеть строится согласно иерархической системе, во главе которой стоит Центр управления и контроля, обеспечивающий создание и распределение сигналов вещания, контроль и управление всеми частями сети и отвечающий за принятие общих технических решений верхнего уровня, в том числе в условиях чрезвычайных ситуаций (ЧС).

Центр управления и контроля является координатором функционирования ИТРИС. Управление всей сетью осуществляется с помощью компьютерной сети и специального программного обеспечения.

Интеграция служб телерадиовещания и связи, осуществляемая Центром управления и контроля, должна координироваться Национальным Советом по телевидению и радиовещанию, который через Институт проблем интегрированных телерадиоинформационных систем определяет техническую политику, при этом взаимодействуя с Министерством связи, Министерствами и ведомствами, Министерством информации, Гостелерадио, телерадиокомпаниями (ТРК), участвующими в процессе создания и функционирования интегрированных телерадиоинформационных сетей.

Национальный Совет по телевидению и радиовещанию является независимым Высшим органом, который лицензирует деятельность телерадиоинформационных компаний и предприятий, осуществляет выработку единой национальной политики в телеинформационном пространстве Украины и единых нормативных документов при объединении, интеграции средств и служб связи со средствами и службами телерадиовещания.

Государственные и коммерческие телерадиокомпании взаимодействуют с Центрами интегрированных телерадиоинформационных сетей ЦИТРИС, в которых число программ и время работы ТРК определяются нормативными документами Национального Совета, составляющими базу данных Центра управления и контроля.

В предложенной организационной структуре реализация технической политики отведена Институту электроники и связи, как головному разработчику систем МИТРИС.

В состав ИТРИС входят центры интегрированных телерадиоинформационных сетей регионов (ЦИТРИС-Р), в которых сосредоточено оборудование для передачи-приема различных сигналов по радиоканалу с помощью МИТРИС.

Порты ЦИТРИС-Р принимают и передают сигналы телевидения (МПТВ - многоканальный порт телевидения), телефонии (МПТФ - многоканальный порт телефонии), радиовещания (МПРВ - многоканальный порт радиовещания), компьютерной связи (МПКС - многоканальный порт компьютерной связи).

ЦИТРИС-Р является средством распространения ТВ, РВ и других сигналов, формируемых как в регионе, где он расположен, так и по каналам связи от других ЦИТРИС-Р или из центра управления и контроля.

ЦИТРИС-Р с помощью МИТРИС обеспечивает абонентов - жителей данного жилого комплекса всеми видами услуг, в том числе: телерадиовещанием, телефонией, компьютерной связью.

ЦИТРИС-Р с помощью сети МИТРИС соединяется с локальными средствами предоставления услуг (системы коллективного приема СКП, системы кабельного телевидения СКТ, системы телефонной сети СТС, системы компьютерной связи СКС, индивидуального приема ИП).

Системы телефонной связи СТС предоставляют комплекс распределительной и коммутационной аппаратуры, обслуживающей тысячи абонентов в зоне сети МИТРИС.

В интерактивном режиме объект в реальном времени, используя свой терминал (телевизор, телевизионная камера, компьютер, телефон, факс, телетайп и т.д.) как терминал сети, подключается к требуемому ресурсу (канал ТВ, РВ, ТЛФ станции, электронная почта, банк данных и т.д.) и непосредственно управляя процессом обмена в режиме диалога, получает требуемую информацию.

Все три уровня иерархии образуют типовую топологию сети смешанного типа, сочетающую распределение потоков от Центра управления и контроля по схеме звезда и распределения потоков между ЦИТРИС-Р по схеме кольцо, что повышает живучесть всей сети и отдельных ее элементов при возможном разрушении в условиях ЧС.

Основой создания информационной сети, интегрирующей службы передачи сигналов и службы или услуги телерадиовещания, являются документы МКТТ по разработке широкополосной информационной сети с интеграцией служб В-ISDN.

В документах МКТТ определяется, что широкополосные сети В-ISDN могут быть единой информационной сетью, поскольку они интегрируют все службы связи и телерадиовещания.

В выборе стратегии развития телерадиоинформационных сетей необходимо, на наш взгляд, искать пути оптимального использования средств различных государственных и коммерческих структур и инвестировать те виды услуг населению, которые могут быстро дать экономическую окупаемость вложенных средств, принести реальные доходы инвесторам и удовлетворить потребности заказчика и населения.

В мировой практике для выполнения крупных национальных программ сложилось два основных пути (финансовой поддержки) - государственные субсидии и льготное налогообложение при целевом кредитовании работ.

В условиях рыночных отношений более надежной формой финансирования этих работ может быть кредитование за счет коммерческих инвесторов с правом собственности на создаваемые технические средства и установления свободных цен на услуги связи.

Причем удобно сочетать право собственности на телерадиоинформационную сеть за государством для работы в условиях чрезвычайных ситуаций ЧС (в лице, например, "Министерства по ЧС") и за инвестором - при работе такой сети в обычное время и в спокойной ситуации.

Следует отметить, что возможность организации частной собственности на сеть МИТРИС привлекает крупных инвесторов в лице коммерческих банков к выгодным инвестициям.

Предполагаемое финансирование работ может осуществляться из следующих источников:

- заказчиков - государственных структур с госбюджетным финансированием;
- потребителей - государственных и коммерческих структур, в том числе местных органов власти;
- акционирование средств населения и потенциальных потребителей связных и телерадиовещательных услуг.

Приведем основные принципы дальнейшего развития построения интегрированных телерадиоинформационных систем :

1. Параллельное функционирование в ближайшем будущем существующей системы распределения телевидения, радиовещания и связи и системы МИТРИС как технически совместимых систем .

2. Постепенная интеграция средств и служб телерадиовещания со средствами и службами связи под управлением и контролем единого технического и организационного Центра.

3. Построение специальной телеинформационной сети, обеспечивающей эффективную работу в условиях чрезвычайных ситуаций ЧС .

4. Переход от формирования Центрами интегрированных телерадио-информационных сетей регионов ЦИТРИС-Р передачи стандартных телевизионных радиовещательных и телефонных сигналов к формированию с помощью специальной аппаратуры, сигналов мультимедиа.

В качестве источника информации могут быть библиотеки аудио-видеоинформации на оптических дисках, цифровые банки данных компьютерных сетей, в том числе международных, а также текстовые и графическая информации, получаемые по цифровой сотовой радиосвязи.

Реализация проекта в создании интегрированных телерадиоинформационных систем ИТРИС предусматривает решение следующих задач:

- Создание Института интегрированных телерадиоинформационных систем, определяющего техническую политику;
- Разработка и опытная эксплуатация отечественной системы МИТРИС (в настоящее время получены положительные результаты опытной эксплуатации);
- Разработка концепции развития интегрированной сети в микроволновом диапазоне на территории Украины с учетом предложенной организационной структуры управления и контроля (рис. 1);
- Разработка технических проектов отечественных систем МИТРИС, ИТРИС и ЦИТРИС-Р;
- Развертывание систем МИТРИС, ИТРИС и ЦИТРИС-Р с учетом перехода на цифровое телерадиовещание;
- Разработка интерактивных систем тв-мультимедиа;
- Разработка и создание центра управления и контроля телерадиоинформационной сетью Украины;
- Разработка плана конверсии для загрузки предприятий отечественными разработками.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ануфриев И. К., Быструшкин К. Н. Интерактивное телевидение мультимедиа - Информационная технология XXI века, "Электросвязь" 1996, №4, стр. 27-31.
2. Сотовые системы телевидения. "Вестник связи", 1996, №10, с.5.
3. Определение наиболее эффективных путей распределения программ телевизионного вещания в Украине. У НИРТ Минсвязи Украины, Доклад на НТС Минсвязи Украины. Одесса, 1996 г.
4. Нарытний Т.Н., Галич В. Н. Многоканальная система раздачи спутниковых, эфирных программ на СВЧ. Сборник докладов 5-ой Крымской конференции "Выставка СВЧ-техники и спутниковый прием". Севастополь, сентябрь, 1996 г.

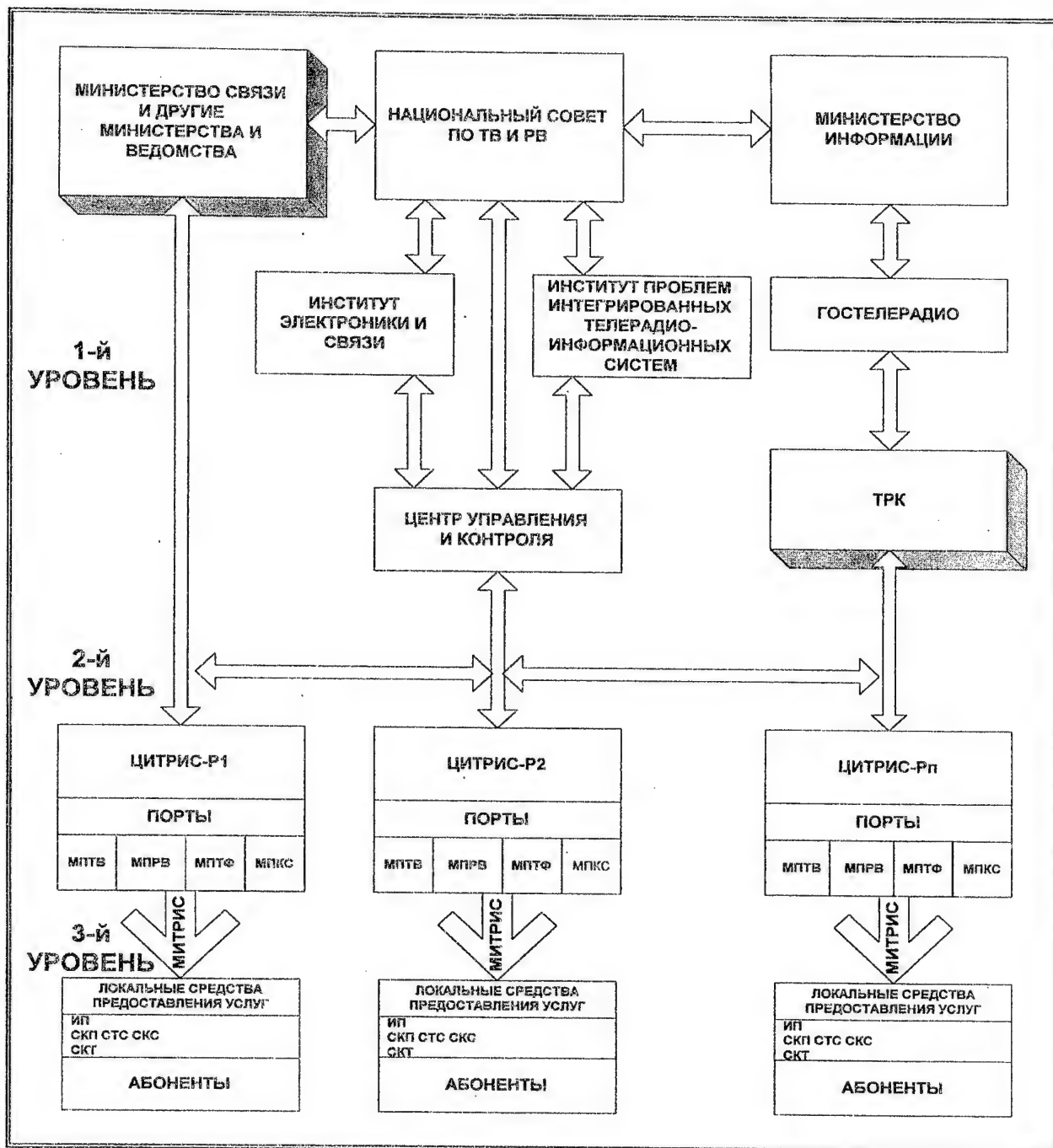


Рис.1 Организационная структура управления и контроля интегрированной телерадиоинформационной сетью Украины.

TASK OF COMMUNICATION AND BROADCASTING INTEGRATION USING MICROWAVE INTEGRATED TV, RADIO AND INFORMATION SYSTEMS

Naritnik T.N., Bulgach V.L.

Institute of Electronics and communication of Ukrainian Academy of National Progress
2"b" 50 Let Oktyabrya Ave., Kiev-252148, Ukraine
tel. (044) 478-38-76

The conception of integration of TV and radio broadcasting and communication systems (МИТРИС) in Ukraine is offered. It is based on microwave systems application.

ОСОБЕННОСТИ И ПЕРСПЕКТИВЫ МИКРОВОЛНОВОЙ ИНТЕГРИРОВАННОЙ ТЕЛERAДИОИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ СО СВОБОДНЫМ РАСПРОСТРАНЕНИЕМ РАДИОВОЛН

Т.Н.НАРЫТНИК, В.Л.БУЛГАЧ,
В. Н. ГАЛИЧ.

Постановка вопроса о целесообразности, особенностях и перспективах многоканальной телерадиоинформационной системы со свободным распространением радиоволн в диапазонах частот 12-13 ГГц, 27-30 ГГц, 58-64 ГГц, представляется своевременной, процесс развития телерадиовещания в мире происходит на основе распределительных сетей, ориентированных на широкополосные сети интегрального обслуживания, с использованием новых технологий и технических средств телекоммуникаций [1,2].

Известно, что возможности диапазона метровых волн для развития телевизионного вещания в густонаселенной части Украины практически исчерпаны. Для диапазона дециметровых волн возможности ограничены, поскольку каждый разрешенный канал, как правило, исключает применение еще трех соседних других, хотя в общем случае с одним рабочим каналом несовместимы шесть каналов (два смежных и четыре зеркальных).

Не менее сложное положение со звуковым радиовещанием с частотной модуляцией.

Одним из самых перспективных путей увеличения числа распределяемых программ - это, переход в диапазон сантиметровых и миллиметровых волн (СВЧ, КВЧ) и создание в этих диапазонах микроволновых интегрированных телерадиоинформационных систем (МИТРИС). За рубежом в 80-х годах были разработаны простейшие такие системы в нижней части СВЧ диапазона для распределения телевизионных программ которые получили название MMDS (multipoint microwave distribution systems) и которые являются альтернативой существующих сетей коллективного приема (СКП) и кабельного телевидения (СКТ) [3].

Одной из отличительных особенностей системы МИТРИС является возможность телерадиовещания на экологических безопасных уровнях мощности (для МИТРИС-50 мВт на одну ТВ программу, для MMDS-50 Вт).

Системы МИТРИС более компактны и мобильны. Разворачивание сети MMDS производится за несколько дней в отличие от прокладки магистральных кабелей в условиях городской застройки и преодолении водных препятствий, что является достаточно сложным процессом, с учетом стоимости кабеля и усилительного оборудования.

Использование систем МИТРИС позволяет снять ограничения по условиям электромагнитной совместимости, увеличить до 30-40 распределяемых по радиозфиру телерадиоинформационных программ, с учетом емкости используемого диапазона, снизить излучаемую мощность и реализовать важные свойства приема-передающих систем, такие как направленность и всенаправленность.

Свойство направленности заключается в применении в сети МИТРИС остронаправленных антенн [4]. С помощью этого свойства обеспечивается обмен телерадиоинформацией между многочисленными абонентами и стационарной приемо-передающей станцией. Такими абонентами могут выступать как индивидуальные пользователи, так и СКП и СКТ.

Свойство всенаправленности заключается в применении антенн с круговой диаграммой направленности. Реализуемое системой МИТРИС, это свойство делает революционный скачок, так как во многих случаях позволяет заменить в будущем существующую экологически небезопасную и энергоемкую телерадиопередающую сеть метрового и дециметрового диапазонов волн.

Реализовать это свойство можно с помощью новой технологии построения всенаправленной в горизонтальной плоскости передающей антенны. Схема построения передающей антенны приведена на рис. 1. Она содержит главное зеркало 1 в виде тела вращения с параболической поверхностью, вспомогательное зеркало 2 с эллиптической образующей поверхности и контррефлектор 3 с гиперболической образующей поверхности, а также первичный облучатель 4, элементы крепления. К первичному облучателю через дуплексер 5, сумматоры 6 подсоединяется многоканальный передатчик 7 с выходной мощностью до 100 мВт на одну телевизионную программу. Разработанная передающая антенна обеспечивает в частотном диапазоне 11,7-13,5 ГГц коэффициент усиления $K_u=16$ дБ.

Приемная абонентская антенна выполнена по двухзеркальной схеме и состоит из зеркала диаметром 0,25 или 0,38 м, с облучающей системой. Облучающая система представляет собой открытый конец круглого волновода с плоским контррефлектором. В центре контррефлектора установлен

согласующий рассеиватель конической формы. Конструкция облучателя технологична и позволяет снизить стоимость антенны. Такие антенны с коэффициентом усиления $K_u=26$ дБ позволяют обеспечивать в диапазоне частот 12 ГГц устойчивый прием в радиусе 25 км, при коэффициенте шума конвертора 2,0 дБ.

Реализация свойства всенаправленности в миллиметровом диапазоне 27-31 ГГц осуществляется с помощью такой же передающей антенны с круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости, имеющей $K_u > 20$ дБ, и направленных приемных антеннах с коэффициентом усиления в пределах 40 дБ. Радиус действия такой системы может составлять до 10 км.

Так как система МИТРИС, реализующая эти свойства, совместима с существующей сетью, то революционный скачок создания системы МИТРИС на современном этапе эволюционно вписывается в систему взаимоотношений с существующей телерадиотелекоммуникационной сетью.

Свойство всенаправленности, реализуемое системой МИТРИС, определяет энергетический выигрыш, создает экологическую безопасность, отличается высоким качеством воспроизведения информации и резко увеличенной емкостью возможностей пользователя сети.

Свойство направленности МИТРИС обеспечивает связь с источниками информации, определяющих ее жизнедеятельность.

В настоящее время происходит увеличение удельного веса цифровых радиорелейных систем передачи (ЦРРСП), с учетом следующих преимуществ цифровой передачи и обработки сигналов:

- Простота объединения и разединения многих независимых сообщений;
- Возможность создания интегрированной цифровой сети;
- Высокая помехоустойчивость и отсутствие эффекта накопления искажений при ретрансляции сигналов;
- Возможность достижения очень малых значений вероятности ошибки при передаче путем обнаружения и исправления ошибок;
- Простота способа обеспечения скрытности связи;
- Простота эксплуатации и высокая надежность аппаратуры.

Развитие цифровых методов обработки и передачи сигнала по радиостволам получило два основных направления: создание специальных ЦРРСП и построение гибридных систем, по стволам которых организуется передача цифровой и аналоговой информации, как совместно, так и раздельно, путем применения специальных устройств сопряжения.

Повышение удельно скорости передачи информации, учитывая наличие большого динамического диапазона у радиосистем происходит за счет применения многопозиционного кодирования совместно с амплитудно-фазовыми методами передачи.

На рис.2 представлена структурная схема системы МИТРИС. Система состоит из следующих подсистем:

- приема спутниковых телепрограмм (телетерминал, телепорт), принимающей большое количество телепрограмм со спутников, в зону вещания которых входит Украина или место расположения подсистемы;
- приема эфирных телепрограмм;
- студийно-аппаратного комплекса для создания собственной программы с форматом 4:3, а также с форматом 16:9, который вводится как составная часть ТВЧ;
- подсистемы индивидуального приема;
- подсистемы коллективного приема;
- подсистемы приема специальной информации.

В заключение отметим некоторые тенденции развития системы МИТРИС.

1. Параллельное функционирование с существующей системой распределения телевидения и радиовещания с учетом их совместимости.
2. Увеличение информационной емкости МИТРИС, которое дает новые возможности развития телевидения и радиовещания, а также становления независимых телерадиокомпаний.
3. Реализация возможностей работы в интерактивном режиме. При этом подключение к компьютерной сети позволяет получить практически неограниченный доступ к любой информации в диалоговом режиме.
4. Организация двунаправленных линий связи между центральной (базовой) станцией и фиксированными абонентами.
5. Реализация режимов работы с закрепленными каналами и (или) с предоставлением каналов по требованию.
6. Формирование центральной станции с помощью специальной телеаппаратуры, наряду со стандартными телевизионными и радиовещательными программами, сигналов мультимедиа.
7. Переход на цифровое телерадиовещание.

ЛИТЕРАТУРА

- [1]. М.И. Кривошеев, В.Г. Федюлин, Интерактивные системы вещания, Электросвязь, №3 стр. 14 - 17, 1995 г.
- [2]. Липатов А.А., Нарытник Т.Н., Савельев А.В. Взаимосвязь развития техники СВЧ и системы спутниковой связи. Тезисы докладов 4-ой крымской конференции "Выставка СВЧ техники и спутниковый прием". Севастополь, сентябрь 1994 г.
- [3]. A. Nicolans, Statistic of attenuation due to precipitation on terrestriul radio-reley links at 7 to 17 GHz, Nachrichtentechn, v.30, no. 8, 1977.
- [4]. Гряник М.В., Ильинов М.Д., Пасечник С.Г., Нарытник Т.Н. Зеркальная антенна с круговой диаграммой направленности. Заявка на патент Украины № 35010376 от 26.01.95 г.

FEATURES AND OUTLOOKS OF MICROWAVE INTEGRATED TV, RADIO AND INFORMATION SYSTEM WITH WAVES PROPAGATION IN FREE SPACE

Naritnik T.N., Bulgach V.L., Galich V.N.
Institute of Electronics and communication of Ukrainian Academy of National Progress
2nd 50 Let Oktyabrya Ave., Kiev-252148, Ukraine
tel. (044) 478-38-76

The description of microwave integrated system (МИТРИС) for TV, radio and information signals translation is given. Flow charts of the system and of transmitting antenna are detailed in this paper.

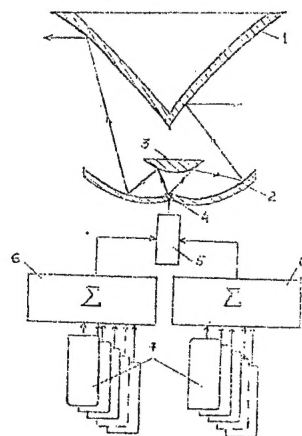


Рис. 1

- 1- Главное зеркало
- 2- Вспомогательное зеркало
- 3- Контррефлектор
- 4- Облучатель
- 5- Дуплексер
- 6- Сумматоры
- 7- Передатчики

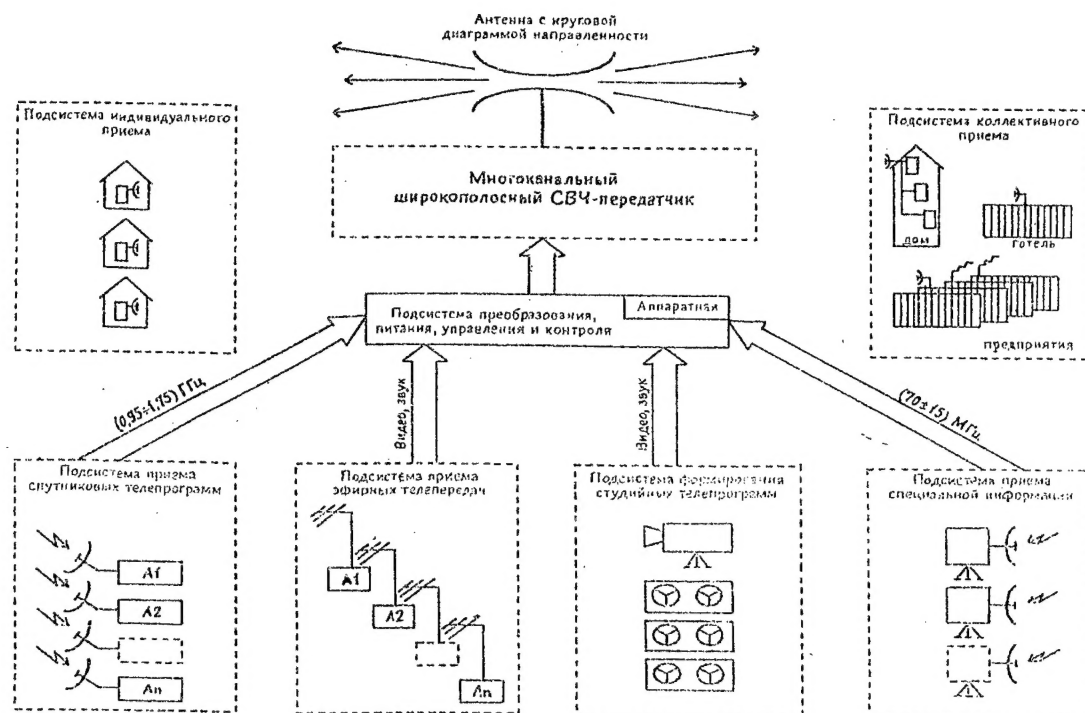


Рис. 2

Структурная схема системы МИТРИС